



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)



Présentée et soutenue par :

Abderrahim OKBA

le 20 Décembre 2017

Titre :

Conception et Réalisation de Rectennas utilisées pour la Récupération
d'Energie Electromagnétique pour l'Alimentation de Réseaux de Capteurs
Sans Fils

École doctorale et discipline ou spécialité :

ED GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence



Unité de recherche :

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS)

Directeur/trice(s) de Thèse :

Hervé AUBERT, Professeur à l'ENSEEIH, LAAS-CNRS, Toulouse

Alexandru TAKACS, Maître de conférences, Université Paul Sabatier, LAAS-CNRS, Toulouse

Jury :

Tan-Phu VUONG, Professeur, IMEP-LAHC, Grenoble

Thierry TARIS, Professeur, Université de Bordeaux

Marise BAFLEUR, Directeur de recherche, LAAS-CNRS, Toulouse

Hamida HALLIL ABBAS, Maître de conférences, Bordeaux

David GRANENA, Ingénieur, CNES, Toulouse

Patrick CHAN, Ingénieur, UWINLOC, Colomiers

Anthony BELLION, Ingénieur, Chef département antennes, CNES, Toulouse

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Invité

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	i
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	vi
LISTE DES TABLEAUX	xii
LISTE DES ACRONYMES	xiii
REMERCIEMENTS.....	xiv
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS.....	5
I. Introduction	6
II. Transmission d'énergie sans fil : Historique et accomplissements.....	6
III. Techniques de récupération d'énergie électromagnétique.....	10
III.1. Architecture globale d'un récupérateur d'énergie	10
III.2. Transfert non radiatif d'énergie	11
III.3. Transfert radiatif d'énergie	14
III.3.1. Limites d'exposition aux champs électromagnétiques	14
III.3.2. Rectenna et son principe de fonctionnement	15
IV. Topologies de redresseur	18
IV.1. Topologie série.....	18
IV.2. Topologie shunt (parallèle)	19
IV.3. Topologie doubleur de tension.....	19
IV.4. Multiplieur de tension	20
IV.5. Pont de diodes	21
V. Rendement d'une rectenna.....	21
V.1. Antenne.....	25
V.1.1. Coefficient de réflexion S_{11}	25
V.1.2. Diagramme de rayonnement	26
V.1.3. Gain de l'antenne	27
V.1.4. Efficacité de rayonnement	27
V.1.5. Polarisation	28

V.2.	Redresseur	29
V.2.1.	Circuit d'adaptation	29
V.2.2.	Influence de PR_{Fin}	34
V.2.3.	Influence de la fréquence.....	35
V.2.4.	Influence de la charge	35
VI.	Etat de l'art des rectennas	36
VI.1.	Rectenna entre 900MHz et 5.8 GHz	36
VI.2.	Rectenna pour les hautes fréquences	42
VI.3.	Rectenna utilisant des transistor MOSFET	45
	Conclusion.....	46
	CHAPITRE II : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNAS POUR DES APPLICATIONS TERRESTRES	47
I.	Outils de simulations électriques	48
I.1.	ADS+Momentum	49
I.2.	HFSS.....	50
II.	Rectenna avec dipôle arrondi (DA) à 2,4GHz	51
II.1.	Circuit de conversion RF-DC	51
II.1.1.	Modèle électrique de la diode	51
II.1.2.	Influence de la capacité de filtrage C_f	53
II.1.3.	Influence de la charge RL	53
II.1.4.	Influence de la puissance RF en entrée	54
II.2.	Conception du circuit de conversion RF-DC	55
II.2.1.	Détermination de la ligne $50\ \Omega$	55
II.2.2.	Conception du circuit d'adaptation.....	56
II.2.3.	Conception du redresseur.....	57
II.3.	Résultats de simulation du redresseur	58
II.3.1.	Coefficient de réflexion.....	58
II.3.2.	Puissance DC et efficacité du redresseur.....	59
II.4.	Fabrication et résultats expérimentaux	60
II.4.1.	Banc de mesure du redresseur.....	60
II.4.2.	Puissance DC du redresseur	60

II.4.3.	<i>Efficacité du redresseur</i>	61
II.5.	Antenne dipôle demi-onde.....	62
II.6.	Antenne de type « Dipôle Arrondi » (DA)	64
II.6.1.	<i>Structure</i>	64
II.6.2.	<i>Coefficient de réflexion</i>	65
II.6.3.	<i>Gain et diagramme de rayonnement</i>	65
II.7.	Rectenna avec dipôle arrondi	67
II.7.1.	<i>Présentation de la structure</i>	67
II.7.2.	<i>Banc de mesure de la rectenna</i>	67
II.7.3.	<i>Puissance DC récupérée par la rectenna</i>	68
II.7.4.	<i>Efficacité de la rectenna</i>	69
Conclusion		70
III.	Première miniaturisation de l'antenne dipôle arrondi	71
III.1.	Antenne dipôle arrondi modifiée	71
III.1.1.	<i>Coefficient de réflexion simulé</i>	71
III.1.2.	<i>Diagramme de rayonnement et gain simulés</i>	72
III.2.	Fabrication et résultats expérimentaux	73
III.2.1.	<i>Coefficient de réflexion mesuré avec plan réflecteur</i>	73
III.2.2.	<i>Gain mesuré avec plan réflecteur</i>	74
III.3.	Rectenna à dipôle arrondi	74
III.3.1.	<i>Puissance DC récupérée par la rectenna</i>	75
III.3.2.	<i>Puissance DC et efficacité de la rectenna</i>	75
Conclusion		77
IV.	Deuxième miniaturisation de l'antenne dipôle arrondi	77
IV.1.	Techniques de miniaturisation des antennes	77
IV.2.	Antenne	78
IV.2.1.	<i>Coefficient de réflexion</i>	79
IV.2.2.	<i>Diagramme de rayonnement</i>	80
IV.3.	Fabrication et résultats expérimentaux	80
IV.3.1.	<i>Fabrication antenne</i>	80

IV.3.2.	<i>Coefficient de réflexion.....</i>	81
IV.3.3.	<i>Gain mesuré avec plan réflecteur.....</i>	81
IV.4.	Rectenna à dipôle arrondi	82
IV.4.1.	<i>Puissance DC récupérée par la rectenna.....</i>	82
IV.4.2.	<i>Puissance DC et efficacité de la rectenna</i>	83
Conclusion.....		85
CHAPITRE III : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNAS POUR DES APPLICATIONS SPATIALES		87
I.	Rectenna multi-bandes	90
I.1.	Structure.....	90
I.2.	Résultats de simulation.....	92
I.3.	Redresseur	94
I.4.	Résultats expérimentaux et discussions.....	95
I.4.1.	<i>Banc de mesures</i>	95
I.4.2.	<i>Puissance DC</i>	96
I.4.3.	<i>Charge RL.....</i>	97
I.4.4.	<i>Efficacité.....</i>	97
Conclusion.....		99
II.	Rectenna avec antenne Ultra Large Bande (ULB).....	99
II.1.	Antennes Ultra Large Bande (ULB).....	99
II.2.	Antennes indépendantes de la fréquence.....	99
II.3.	Antenne Spirale d'Archimède	102
II.3.1.	<i>Principe de fonctionnement</i>	102
II.3.2.	<i>Auto-complémentarité</i>	104
II.4.	Rectenna avec Antenne spirale d'Archimède.....	104
II.4.1.	<i>Antenne</i>	104
II.4.2.	<i>Redresseur : résultats de simulation circuit et Momentum</i>	108
II.5.	Rectenna avec antenne spirale d'Archimède.....	112
II.5.1.	<i>Structure</i>	112
II.5.2.	<i>Banc de mesure.....</i>	113
II.5.3.	<i>Résultats expérimentaux</i>	114

Conclusion.....	116
Chapitre IV : Conception et Réalisation de Rectenna à 900 MHz pour l’Alimentation de Tags UWB	117
I. Contexte.....	118
II. Redresseur à 900 MHz.....	119
II.1. Structures	119
II.2. Résultats de mesures du redresseur	120
II.2.1. Tension DC.....	120
III. Antenne	121
III.1. Structures	121
III.2. Antenne DA 900 MHz	122
III.2.1. Coefficient de réflexion.....	123
III.2.2. Diagramme de rayonnement	123
IV. Rectenna 900 MHz	124
IV.1. Intégration transition / redresseur	124
IV.2. Résultats de mesures de la rectenna.....	124
V. Miniaturisation : du 3D au 2D	126
V.1. Rectenna 2D	126
V.2. Résultats de mesures de la rectenna	126
Conclusion.....	128
CONCLUSION GENERALE.....	129
Conclusion.....	129
Perspectives	130
ANNEXES	133
ANNEXE 1.....	135
BIBLIOGRAPHIE	137
PUBLICATIONS	143

TABLE DES ILLUSTRATIONS

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS.....5

Figure I-1. Expériences de TESH de Tesla (a) bobine Tesla (b) Tour Wardencllyffe [4].....	6
Figure I-2. Hélicoptère alimenté par de l'énergie microonde [4].....	7
Figure I-3. Schéma illustrant le concept SPS [4]	8
Figure I-4. Expérience de TESH au JPL (Jet Propulsion Lab), Goldstone [4]	8
Figure I-5. Programme SHARP (a) prototype (b) prototype en plein vol [4]	9
Figure I-6. Prototype MILAX [4]	9
Figure I-7. Réseau de rectenna à polarisation circulaire à 5.8GHz [4]	10
Figure I-8. Architecture globale d'un récupérateur d'énergie [10]	10
Figure I-9. Couplage magnétique et circuit équivalent (a) inductif (CMI) (b) résonnant (CMR) [13]	12
Figure I-10. (a) différentes topologies de circuit CMR (b) circuit équivalent CMR [14].....	12
Figure I-11. amélioration du CMR [13]	13
Figure I-12. Systèmes commercialisés utilisant le transfert d'énergie par induction magnétique (a) leadless pacemaker (b) chargeur sans fil pour voiture électrique (c) brosse à dents électrique (d) chargeur de téléphone portable (d) chargeur de souris sans fil	14
Figure I-13. Architecture d'un système de TESH	14
Figure I-14. Topologie générale d'une rectenna	16
Figure I-15. Application du WPT [23]	17
Figure I-16. Récupération d'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting) [23]	17
Figure I-17. Topologies de rectenna multi-bandes.....	18
Figure I-18. Topologie « série ».....	19
Figure I-19. Topologie « parallèle ».....	19
Figure I-20. Topologie « doubleur de tension ».....	20
Figure I-21. Comparaison de l'efficacité en fonction de la puissance R_{Fin} pour (a) redresseur simple diode (b) doubleur de tension [26]	20
Figure I-22. Topologie « multiplieur ».....	21
Figure I-23. Topologie « pont de diodes ».....	21
Figure I-24 photos de redresseurs R1a et R1b et d'une rectenna R2b [28]	23
Figure I-25 (a) antenne avec transition CPS/ Microstrip (b) installation expérimentale pour la caractérisation de rectenna [29].....	24
Figure I-26. (a) puissance RF captée par l'antenne (b) rectenna et mesure de tension DC [30]	24

Figure I-27. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, seuil de BP défini à -10dB [31]	26
Figure I-28. Vecteurs E et H d'une onde TEM en propagation	28
Figure I-29. Différents types de polarisation	28
Figure I-30. Rectenna à polarisation (a) linéaire [33] (b) circulaire [35].....	29
Figure I-31 réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en π (c) réseau en T	30
Figure I-32. Adaptation avec CL (a) réseau L [37] (b) réseau T modifié [25]	30
Figure I-33. Caractéristique d'inductances Murata en fonction de la fréquence [38].....	31
Figure I-34. Exemples de redresseur utilisant une adaptation avec des lignes microruban [39] [40]	32
Figure I-35. Rectenna bi-bande à 2.45GHz et 5.8GHz utilisant une adaptation avec des CPS [41]	32
Figure I-36. Exemple de redresseurs avec un circuit d'adaptation mixte (a) redresseur large bande [30] (b) redresseur bi-bande [24]	33
Figure I-37. Antenne à dipôles croisés avec une adaptation complexe conjuguée [29]	34
Figure I-38. Résultats en fonction de PRFin [43] (a) du coefficient de réflexion (b) de l'efficacité.....	34
Figure I-39. Efficacité en fonction de la charge pour différentes valeurs de PRF en entrée (a) à 900MHz et (b) 2,4 GHz [45]	36
Figure I-40. Rectennas réalisées aux fréquences ISM	37
Figure I-41. Redresseurs à 868MHz [47]	38
Figure I-42. Résultats en fonction de la densité de puissance (a) Puissance DC au niveau de la charge [47] (b) efficacité	38
Figure I-43. (a) Antenne à dipôles croisés à 2,45GHz avec transition CPS/microstrip (b) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [29]	38
Figure I-44. Efficacité de la rectenna en fonction de la densité de puissance pour trois charges [29]	39
Figure I-45. Résultats en fonction de la densité de puissance [51] (a) tension DC (b) efficacité	39
Figure I-46. Redresseur bi-bandes à 915MHz et 2.45GHz [23].....	40
Figure I-47. Efficacité en fonction de [23] (a) fréquence (b) puissance RFin.....	40
Figure I-48. Redresseur double alternance « Greinachar » avec les deux branches d'adaptation [30]	41
Figure I-49. Niveau de puissance reçu par l'antenne (b) efficacité en fonction de la fréquence et de PRFin [30]	41
Figure I-50. Redresseur multi-bandes avec doubleur de tension différentiel [25].....	42
Figure I-51. Caractéristiques de la rectenna [25] (a) gain de l'antenne en fonction de la fréquence (b) tension DC en fonction de PRFin injectée à l'entrée du redresseur	42
Figure I-52. Rectenna en bande Ka	43

Figure I-53. Réseau d'antennes patches circulaires avec cavité SIW [53]	43
Figure I-54. Tension DC et efficacité de la rectenna (a) en fonction de la densité de puissance [53]	44
Figure I-55. Résultats de la rectenna [54] (b) en fonction de la densité de puissance (a) tension DC (b) efficacité	44
Figure I-56. Redresseur utilisé et l'efficacité obtenue en fonction de la fréquence [56]	45
Figure I-57. Topologies de redresseurs MOS [58] (a) multiplieur classique (b) multiplieur cross-connected	45
Figure I-58. (a) redresseur avec une technique d'annulation de V_{th} en 0,35 μ m CMOS process [59] (b) redresseur différentiel en 0,18 μ m CMOS process [60] (c) redresseur cross-connected en 65nm CMOS process [61]	45
Figure I-59. Circuits équivalents (a) redresseur avec une technique d'annulation de V_{th} en 0,35 μ m CMOS process [59] (b) redresseur différentiel en 0,18 μ m CMOS process [60] (c) redresseur cross-connected en 65nm CMOS process [61]	46

CHAPITRE II : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNAS POUR DES APPLICATIONS TERRESTRES.....47

Figure II-1. Schéma bloc capteur sans fil.....	48
Figure II-2. Schéma circuit d'un redresseur et résultats associés avec simulation HB.....	50
Figure II-3. Exemples de structures simulées à l'aide HFSS	51
Figure II-4. Maillage de structures (d'après [65])	51
Figure II-5. Modèle électrique de la diode	52
Figure II-6. Efficacité en fonction de la capacité de filtrage.....	53
Figure II-7. Efficacité en fonction de la charge RL	54
Figure II- 8. Coefficient de réflexion en fonction de PRFin à 2.4 GHz	54
Figure II-9. Efficacité en fonction de PRFin pour trois valeurs de Bv	55
Figure II-10. Efficacité en fonction de PRFin pour trois valeurs de la charge.....	55
Figure II-11. Présentation de l'interface de l'outil LineCalc	56
Figure II-12. Présentation de l'interface de l'outil SmithChart.....	57
Figure II-13. Schéma électrique du redresseur conçu à 2,45 GHz.....	57
Figure II-14. (a) Layout du circuit pour la simulation électromagnétique sous Momentum (b) boîte de paramètres S	58
Figure II-15. Circuit pour la co-simulation ADS+Momentum	58
Figure II-16. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence	59
Figure II-17. Puissance DC simulée en fonction de la fréquence	59
Figure II-18. Efficacité simulée en fonction de la fréquence	60
Figure II-19. Banc de mesure du circuit de conversion	60

Figure II-20. Caractéristique d'une inductance Murata de 10 nH en fonction de la fréquence	61
Figure II-21. Puissance DC mesurée du redresseur en fonction de la fréquence	61
Figure II-22. Efficacité mesurée du redresseur en fonction de la fréquence	62
Figure II-23. Antenne dipôle $\lambda/2$ et son diagramme de rayonnement	63
Figure II-24. Coefficient réflexion en fonction de la fréquence et bande passante (300 MHz)	63
Figure II- 25. Distribution du courant surfacique sur le dipôle arrondi	64
Figure II-26. Antenne dipôle arrondi avec transition vers la ligne microruban	65
Figure II-27. Coefficient de réflexion de l'antenne avec la transition vers la ligne microruban	65
Figure II-28. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux coupes XoZ et YoZ : simulé (bleu) et mesuré (rouge)	66
Figure II-29. Rectenna avec dipôle arrondi	67
Figure II-30. Schéma descriptif du banc de mesure	67
Figure II-31. Banc de mesure de la rectenna dans une chambre anéchoïque	68
Figure II-32. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction de la fréquence	68
Figure II-33. Efficacité mesurée en fonction du champ électrique incident	69
Figure II-34. Antenne dipôle arrondi avec excitation perpendiculaire à l'antenne	71
Figure II-35. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence	72
Figure II-36. Diagramme de rayonnement à 2,4 GHz pour $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$	73
Figure II-37. Antenne Dipôle arrondi modifiée	73
Figure II-38. S11 mesuré avec transition et plan réflecteur	73
Figure II- 39. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux coupes XoZ et YoZ : simulé (bleu) et mesuré (rouge)	74
Figure II-40. Rectenna réalisée	74
Figure II-41. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction de la fréquence	75
Figure II-42. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident	75
Figure II-43. Efficacité mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident	76
Figure II-44. Distribution du courant surfacique de l'antenne dipôle arrondi avec anneau rectangulaire	78
Figure II-45. Coefficient de réflexion pour l'antenne DA sans anneau (bleu) et avec anneau (rouge)	79
Figure II-46. Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne DAAA avec plan réflecteur	79
Figure II-47. Diagramme de rayonnement à 2,4 GHz pour $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$	80
Figure II-48. Antenne Dipôle Arrondi Avec Anneau « DAAA »	80
Figure II- 49. Coefficient de réflexion pour l'antenne DAAA avec plan réflecteur simulé (rouge) et mesuré (bleu)	81

Figure II- 50. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux coupes XoZ et YoZ : simulé (bleu) et mesuré (rouge)	82
Figure II-51. Rectenna réalisée	82
Figure II-52. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction de la fréquence DAAA (bleu) DASA (rouge)	83
Figure II-53. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident	83
Figure II-54. Efficacité mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident	84

CHAPITRE III : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNAS POUR DES APPLICATIONS SPATIALES.....87

Figure III-1. Satellite géostationnaire, antennes de télécommunications montées sur les panneaux du satellite	88
Figure III-2. Distribution du champ électrique illuminant les panneaux satellites [28] (a) panneau latéral à $f = 3,5$ GHz et Prayonnée = 90W (b) panneau latéral à $f = 10,7$ GHz et Prayonnée = 86,5 W (c) panneau latéral à $f = 17,7$ GHz et Prayonnée = 70 W (d) panneau face terre $f = 21,4$ GHz et Prayonnée = 85 W	89
Figure III-3. (a) Layout de la rectenna 4CDAA et (b) photo de la rectenna fabriquée	90
Figure III-4. (a) Gain de l'antenne 2CDAA (b) puissance DC en fonction de la fréquence [75]	91
Figure III-5. Conception HFSS de la rectenna	92
Figure III-6. Résultats de simulation (a) coefficient de réflexion (b) impédance d'entrée de l'antenne	92
Figure III-7. Diagramme de rayonnement simulé de la 4CDAA sur les plans xOz ($\varphi = 0^\circ$) et yOz ($\varphi = 90^\circ$) (a) 12 GHz (b) 17,6 GHz (c) 20,2 GHz	94
Figure III-8. Distribution de la densité de courant surfacique (a) 12 GHz (b) 17,6 GHz (c) 20,2 GHz	94
Figure III-9. Schéma électrique équivalent d'une diode schottky.....	95
Figure III-10. Schéma descriptif du banc de mesure	96
Figure III-11. Puissance DC récupérée (a) de 10 GHz à 16 GHz (b) de 16 GHz à 22 GHz ...	97
Figure III-12. Puissance DC en fonction de la charge pour $f = 12$ GHz et $E = 48$ V/m	97
Figure III-13. Résultats de mesures en fonction du champ électrique incident (a) puissance DC (b) efficacité.....	98
Figure III-14. (a) Antenne Log-périodique trapézoïdale (b) Antenne Log-spirale (c) Antenne Spirale d'Archimède (d) Antenne conique (e) antenne bow-tie (f) Antenne Vivaldi antipodale	100
Figure III-15. Antenne spirale d'Archimède avec diode et lignes CPS avec capacité et charge	102

Figure III-16. Principe de fonctionnement de la spirale d'Archimède.....	103
Figure III-17. Paramètres géométriques de la spirale d'Archimède	103
Figure III-18. Antenne Spirale avec balun pour une excitation en microruban sur HFSS....	104
Figure III- 19. Coefficient de réflexion de l'antenne spirale.....	105
Figure III-20. Impédance d'entrée simulée sur HFSS.....	105
Figure III-21. (a) représentation 3D du diagramme de rayonnement à 3,5 GHz (b) Gain maximal simulé en fonction de la fréquence suivant l'axe Oz ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$) (c) Taux d'ellipticité (TE) simulé en fonction de la fréquence suivant l'axe Oz ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$)	106
Figure III-22. Schéma électrique du redresseur	108
Figure III-23. (a) simulation électromagnétique de la ligne de transmission CPS (Visualisation 3D sur Momentum) et (b) Boite de paramètres S.	109
Figure III-24. Co-simulation ADS+momentum.....	109
Figure III-25. Impédance d'entrée co-simulée ($R = 500 \Omega$ et $PR_{Fin} = 0$ dBm)	109
Figure III- 26. Superposition des impédances de la diode et de l'antenne.....	110
Figure III-27. Partie réelle de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_0 ($R = 500 \Omega$ et $PR_{Fin} = 0$ dBm)	111
Figure III-28. Puissance DC simulée en fonction de la longueur L_1 ($R = 500 \Omega$ et $PR_{Fin} = 0$ dBm).....	111
Figure III-29. Puissance DC simulée en fonction de la longueur L_2 ($R = 500 \Omega$ et $PR_{Fin} = 0$ dBm).....	112
Figure III-30. Rectenna Spirale d'Archimède.....	112
Figure III-31. Banc de mesure pour la rectenna large bande	113
Figure III-32. Charge optimale du redresseur à 3,2 GHz	114
Figure III-33. Puissance DC mesurée en fonction de la fréquence	115
Figure III-34. Efficacité de la rectenna en fonction de la fréquence	115
Figure III-35. Efficacité de la rectenna en fonction du champ électrique E ($f = 3,2$ GHz)...	116
Figure III-36. Puissance DC mesurée en fonction du champ électrique incident ($R = 500 \Omega$)	116

CHAPITRE IV : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNA A 900 MHZ POUR L'ALIMENTATION DE TAGS UWB.....117

Figure IV- 1. Schéma de principe de la télé-alimentation et de la localisation du tag UWB.	118
Figure IV-2. Redresseurs 900 MHz (a) doubleur, adaptation avec des composants (b) simple diode, adaptation avec des lignes (c) simple diode, adaptation mixte	119
Figure IV-3. Tension DC récupérée en fonction de la fréquence, $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $P_{in} = -15$ dBm	120
Figure IV-4. Tension DC récupérée en fonction de la puissance R_{Fin} , $R = 10 \text{ k}\Omega$	120

Figure IV-5. Antennes 900 MHz (a) antenne « Sinus » (b) antenne « dipôles croisés » (c) antenne « dipôle arrondi »	121
Figure IV-6. Comparaison des performances des trois rectennas	122
Figure IV-7. Simulation HFSS de l'antenne Dipôle Arrondi Avec Anneau.....	122
Figure IV-8. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence simulé (bleu), mesuré (rouge)	123
Figure IV-9. Diagramme de rayonnement à 900 MHz pour $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$	123
Figure IV-10. Redresseur et transition intégrés sur Rogers Duroïd 5870 (a) face avant (b) face arrière	124
Figure IV-11. Tension DC récupérée à 900 MHz pour une charge de 10 k Ω en fonction de la fréquence	124
Figure IV-12. Tension DC et efficacité de conversion en fonction du champ électrique incident	125
Figure IV- 13. Rectenna 2D avec le redresseur collé à l'antenne	126
Figure IV- 14. Tension DC en fonction de la fréquence pour une charge de 10 k Ω	127
Figure IV- 15. Tension DC et efficacité en fonction du champ électrique incident à 860 MHz	127

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1. Limites d'exposition aux champs électrique et magnétique pour le grand public [21]	15
Tableau 2. Comparaison des performances de rectennas	70
Tableau 3. Comparaison des performances de rectennas	76
Tableau 4. Comparaison des performances de rectennas	85
Tableau 5. Synthèse des performances des trois rectenna.....	85
Tableau 6. Paramètres SPICE de la diode Schottky SMS7630 [77]	95
Tableau 7. Comparaison entre la 4CDAA et d'autres rectennas de l'état de l'art	98
Tableau 8. Synthèse des antennes ULB[80].....	101
Tableau 9. Diagramme de rayonnement à différentes fréquences pour $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$	107
Tableau 10. Cahier des charges de la rectenna à 900 MHz.....	119
Tableau 11. Comparaison avec l'état de l'art dans la bande ISM autour de 900 MHz.....	125
Tableau 12. Comparaison avec l'état de l'art dans la bande ISM autour de 900 MHz.....	128

LISTE DES ACRONYMES

TESF : Transmission d'Energie Sans Fil
MPT: Microwave Power Transfer
CMI: Couplage Magnétique Inductif
CMR: Couplage Magnétique Résonnant
WPT: Wireless Power Transfer
EH: Energy Harvesting
ADS: Advanced Design Structure Simulator
FEM: Finite Elements Method
HB: Harmonic Balance
DA: Dipôle Arrondi
DAAA: Dipôle Arrondi Avec Anneau
CMS: Composants Montés sur Surface
CPS: CoPlanar Stripline
ULB : Ultra-Large Bande
BALUN :Balanced-Unbalanced

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier mes parents qui m'ont épaulé et encouragé durant toutes ces années.

J'exprime ma gratitude et mes remerciements à mon directeur de thèse Pr. Hervé AUBERT, pour tous ces conseils avisés et pertinents. Je le remercie également pour les discussions fructueuses que nous avons eues ensemble pendant nos réunions et qui m'ont beaucoup aidé à progresser dans mon travail de thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance et mes remerciements à mon co-directeur de thèse Alexandru TAKACS pour avoir cru en mes capacités et aptitudes à mener à bien un projet de thèse. Je le remercie également pour tous ses encouragements et ses propositions pertinentes qui m'ont permis de gagner un temps précieux et aidé à progresser dans mes travaux de thèse.

Je tiens également à remercier Patrick CHAN, Rodrigue et Baptiste de l'entreprise UWINLOC avec qui j'ai partagé une partie de mon travail. Je les remercie pour leur implication et leurs remarques pertinentes qui m'ont permis de clarifier certains points et avancer dans ma thèse.

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique a connu une évolution incontestable ces dernières années. Les progrès réalisés, notamment dans l'électronique numérique et l'intégration des circuits, ont abouti à des systèmes plus performants, miniatures et à faible consommation énergétique. Les évolutions technologiques, alliant les avancées de l'informatique et des technologies numériques et leur intégration de plus en plus poussée au sein d'objets multiples, ont permis le développement d'un nouveau paradigme de systèmes qualifiés de systèmes cyber-physiques. Ces systèmes sont massivement déployés de nos jours grâce à l'expansion des applications liées à l'Internet Des Objets (IDO). Les systèmes cyber-physiques s'appuient, entre autre, sur le déploiement massif de capteurs communicants sans fil autonomes, ceux-ci présentent plusieurs avantages :

- Flexibilité dans le choix de l'emplacement. Ils permettent l'accès à des zones dangereuses ou difficiles d'accès.
- Affranchissement des câbles qui présentent un poids, un encombrement et un coût supplémentaire.
- Elimination des problèmes relatifs aux câbles (usure, étanchéité...)
- Facilité de déploiement de réseaux de capteurs

Cependant, ces capteurs sans fils nécessitent une autonomie énergétique afin de fonctionner. Les techniques conventionnelles telles que les batteries ou les piles, n'assurent le fonctionnement des capteurs que pour une durée limitée et nécessitent un changement périodique. Ceci présente un obstacle dans le cas où les capteurs sans fils sont placés dans un endroit où l'accès est impossible. Il est donc nécessaire de trouver un autre moyen d'approvisionner l'énergie de façon permanente à ces réseaux de capteurs sans fil.

L'intégration et la miniaturisation des systèmes électroniques ont permis la réalisation de systèmes à faible consommation, ce qui a fait apparaître d'autres techniques en termes d'apports énergétiques. Parmi ces possibilités se trouvent la récupération d'énergie électromagnétique et le transfert d'énergie sans fil (TESF). En effet, l'énergie électromagnétique est de nos jours, omniprésente sur notre planète, l'utiliser donc comme source d'énergie pour les systèmes électroniques semble être une idée plausible et réalisable. Cette thèse s'inscrit dans ce cadre, elle a pour objectif la conception et la fabrication de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fil. Le circuit de récupération d'énergie électromagnétique est appelé « Rectenna », ce mot est l'association de deux entités qui sont « antenne » et « rectifier » qui désigne en anglais le « redresseur ». L'antenne permet de récupérer l'énergie

électromagnétique ambiante et le redresseur la convertit en un signal continu (DC) qui servira par la suite à alimenter les capteurs sans fil. Dans ce manuscrit, plusieurs rectennas seront présentées, pour des fréquences allant des bandes GSM 868MHz, 915MHz, passant par l'UMTS à 2GHZ et WIFI à 2,45GHz, et allant jusqu'aux bandes Ku et Ka.

Ce manuscrit comporte trois chapitres :

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS

Ce premier chapitre présente l'état de l'art des rectennas. Dans un premier temps, l'histoire de la transmission d'énergie sans fil (TESF) est exposée afin d'avoir une idée sur la naissance et l'évolution de la TESF. La deuxième partie est consacrée à la récupération d'énergie électromagnétique, les deux techniques de récupération d'énergie électromagnétique existantes en champ proche et en champ lointain sont présentées, nous détaillons un peu plus la récupération d'énergie électromagnétique en champ lointain car elle a un rapport direct avec le travail réalisé dans cette thèse. Dans ce contexte, la rectenna, son principe de fonctionnement et différentes topologies de la littérature sont présentés. Enfin, nous clôturons ce chapitre avec une explication du travail réalisé, son contexte et ses objectifs.

CHAPITRE II : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNA DES POUR APPLICATIONS TERRESTRES

Dans ce deuxième chapitre, nous commençons par introduire les logiciels de simulation utilisés dans ce travail, ensuite nous présentons trois rectennas réalisées à 2.4 GHz, les trois rectenna utilisent le même redresseur. Dans un premier temps, le redresseur est présenté, la méthodologie de conception et les résultats de simulation et de mesures sont exposés. Ensuite, les trois antennes sont présentées, pour chaque antenne les résultats de simulation et de mesures sont donnés. A la fin de chaque présentation d'antenne, les résultats de mesures de la rectenna associée sont exposés.

CHAPITRE III : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNA POUR DES APPLICATIONS SPATIALES

Dans ce troisième chapitre, nous commençons par situer le contexte spatial, ensuite nous expliquons le choix des fréquences et nous procédons avec la présentation de deux rectennas : la première est une rectenna compacte multi-bandes dans les bandes Ku/Ka, les résultats de simulation et de mesures associés sont exposés. La deuxième est une rectenna large bande qui utilise une antenne spirale d'Archimède miniaturisée,

Enfin, nous concluons ce travail de recherche en résumant les points clés présentés pour la réalisation de rectenna à forte efficacité, nous mettons en évidence les difficultés susceptibles d'être rencontrées lors de la conception des rectennas et les points technologiques à améliorer afin d'atteindre des efficacités élevées.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS

I. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la présentation des systèmes utilisés pour la récupération d'énergie électromagnétique, appelés « RECTENNA ». Pour ce faire, nous introduirons dans un premier temps, la notion de transmission d'énergie sans fil (TESF), nous dresserons l'histoire de la TESF et l'impact des évolutions technologiques sur celle-ci. Ensuite, nous balayerons les deux techniques existantes de récupération d'énergie électromagnétique et nous nous attarderons sur celle qui nous intéresse, à savoir la récupération de l'énergie électromagnétique en champ lointain, nous verrons dans quels cas de figure elles peuvent être utilisées, leurs avantages et les contraintes qui conditionnent la conception d'un système de récupération d'énergie électromagnétique. Enfin, un rapide aperçu des différentes rectennas de la littérature sera exposé afin de montrer les différentes topologies possibles et les performances de celles-ci.

II. TRANSMISSION D'ENERGIE SANS FIL : HISTORIQUE ET ACCOMPLISSEMENTS

Dans le but de valider les équations établies par Maxwell en 1862, Heinrich Hertz a été le premier scientifique à avoir réalisé un système de transmission d'énergie sans fil [1], il a prouvé qu'il était possible de transférer de l'énergie d'un point A à un point B sans l'utilisation d'un support physique. Cependant, le premier véritable système de TESF a été réalisé par celui qui avait comme obsession de connecter le monde entier sans fil, Nicolas Tesla au début du 20^{ème} siècle [2]. La première tentative a été réalisée en 1899, Tesla a construit une grande bobine «La Bobine Tesla» représentée dans la Figure I-1(a). Tesla a tenté en utilisant celle-ci de générer une puissance de 300kW à une fréquence de résonance de 150 kHz [3]. A la suite de ceci, Tesla réalisa le « Wardenclyffe Tower » Figure I-1(b), une tour de transmission sans fil visant à fournir de l'électricité à des récepteurs placés à une certaine distance de celle-ci. Autrement dit, Tesla a tenté de connecter la terre entière sans fil. La tour n'a jamais été totalement opérationnelle et a été démolie à la première guerre mondiale.

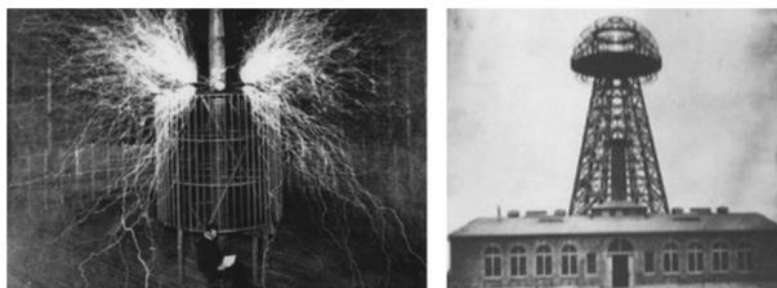


Figure I-1. Expériences de TESF de Tesla (a) bobine Tesla (b) Tour Wardenclyffe [4]

Après Tesla et jusqu'à la moitié du 20^{ème} siècle, les recherches dans le domaine des radiofréquences ont été plus axées sur la transmission sans fil d'information plutôt que sur la transmission sans fil d'énergie, ce manque d'intérêt peut s'expliquer par deux raisons : la première est la prise de conscience des scientifiques que, pour réaliser une transmission

d'énergie sans fil, il fallait concentrer cette énergie dans un faisceau étroit, afin de réduire les pertes de propagation. La deuxième raison est le manque de moyens techniques, notamment les générateurs à hautes fréquences qui ne pouvaient générer que quelques milliwatts, ce qui ne permettait pas l'établissement d'une TESH raisonnable.

A la fin des années 1950, quelques développements technologiques ont commencé à voir le jour, ce qui a permis de reprendre les études sur la TESH. En 1960, W. C. Brown, le pionnier de la transmission de l'énergie microonde (MPT : Microwave Power Transfer) [5], a mené plusieurs expériences sur la TESH, il est le premier à avoir réalisé une antenne rectificatrice communément appelé aujourd'hui « rectenna », ses recherches sur le redressement de signal lui ont permis de régler le problème de rectification RF-DC. Par conséquent, en 1964, il a pu, en partenariat avec «l'U. S. Air force », faire planer un hélicoptère en l'alimentant depuis le sol, par un faisceau d'ondes électromagnétiques à une fréquence de 2,45GHz, l'hélicoptère, représenté sur la Figure I-2 a plané pour une durée de 10h à une altitude d'environ 15m [6]. Un réseau de rectenna utilisant des antennes dipôles et 4480 diodes a été utilisé lors de cette expérimentation.



Figure I-2. Hélicoptère alimenté par de l'énergie microonde [4]

En 1968, Peter Glaser a introduit le concept de SPS (Solar Power System) [7]. Ce projet est de loin celui le plus ambitieux parmi les projets utilisant le principe de la TESH. Ce projet pourrait présenter une alternative aux problèmes énergétiques que connaît la planète, et donner naissance à une source d'énergie propre et écologique. L'idée consiste à placer un satellite en orbite géostationnaire qui capte l'énergie solaire, cette énergie solaire est convertie en énergie microonde à 2,45 GHz et envoyée à des récepteurs placés au sol. Un récepteur d'énergie solaire en orbite peut recevoir 10 fois plus d'énergie que des panneaux photovoltaïques placés sur terre. Par conséquent, l'énergie microonde générée serait beaucoup plus importante. La Figure I-3 représente un système de SPS.



Figure I-3. Schéma illustrant le concept SPS [4]

En 1975, une autre étape importante dans l'évolution de la MPT a été réalisée au Jet Propulsion Lab (JPL) à Goldstone (Figure I-4). L'énergie électromagnétique était envoyée à une fréquence de 2,388GHz, via l'émetteur composé d'une antenne de 26m de diamètre, placée à une distance de 1,54 km du récepteur composé de 270 rectennas, avec une surface totale de $3,5 \times 7,3 \text{ m}^2$ positionné en élévation de 7° par rapport à l'antenne d'émission. Une puissance de 450 kW a été générée par le système d'émission, le réseau de rectennas utilisé a pu fournir une puissance DC de 30KW en sortie. L'efficacité de rectification du récepteur atteinte est de 82,5% [8].

A partir des années 1980, le concept de transmission d'énergie microonde a trouvé un intérêt particulier au Japon et au Canada. En 1980, un programme appelé SHARP « Stationary High Altitude Relay Program » visant à réaliser un prototype de plateforme aéroporté a été réalisée au Canada [4]. En septembre 1987, le prototype, représenté sur la Figure I-5 (a), a plané à une altitude de 150m pour une durée de 20min en utilisant comme source d'énergie les microondes générées par une antenne parabolique à 2,45GHz, la densité de puissance rayonnée par l'antenne d'émission était de 400 W/m^2 . Le réseau de rectennas a pu fournir une puissance DC égale à 150W au moteur électrique de l'avion. La Figure I-5 (b) montre l'avion en plein vol.



Figure I-4. Expérience de TESF au JPL (Jet Propulsion Lab), Goldstone [4]



(a)



(b)

Figure I-5. Programme SHARP (a) prototype (b) prototype en plein vol [4]

Une autre expérience visant à faire voler un avion uniquement grâce à l'énergie électromagnétique a été le « Microwave Lifted Airplane Experiment » (MILAX) mené au Japon en 1992 (Figure I-6), la plateforme pèse 4,1 kg. L'énergie était fournie à l'avion via des microondes à 2,41 GHz, le récepteur quant à lui, effectuait la conversion RF-DC avec un réseau de 288 rectennas [4].



Figure I-6. Prototype MILAX [4]

A partir des années 1990, le succès des japonais dans le domaine de la récupération d'énergie microondes n'a pas échappé à la NASA qui a repris, par conséquent, ses recherches sur la MPT, notamment sur le concept de SPS. Les avancées technologiques ont fait de la SPS un concept réalisable et plus fiable [9].

Depuis les années 1990, l'objectif de la majorité des travaux effectués dans la MPT a été de réaliser des rectennas ou des réseaux de rectennas avec l'efficacité la plus élevée. En 2000, un réseau de rectennas à polarisation circulaire (Figure I-7), présentée par des chercheurs de l'université Texas A&M, a été réalisé et présente une efficacité de 82% à une fréquence de

5,8GHz. Cette efficacité a pu être atteinte grâce, entre autres, à l'utilisation d'une diode Schottky.



Figure I-7. Réseau de rectennas à polarisation circulaire à 5.8GHz [4]

Durant ces dernières années, plusieurs systèmes de récupération d'énergie ont été réalisés et publiés. L'évolution du domaine électronique, notamment au niveau de la miniaturisation et de la consommation des composants, donne aux systèmes de récupération d'énergie électromagnétique l'opportunité d'exister et d'être utilisés. Dans la partie suivante, nous détaillerons un peu plus la structure d'un système de TESF, nous explorerons également les deux techniques de récupération d'énergie électromagnétique.

III. TECHNIQUES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

III.1. Architecture globale d'un récupérateur d'énergie

Un système de récupération d'énergie peut être décomposé en 5 blocs comme le montre la Figure I-8, l'objectif principal de ce système est de fournir l'énergie nécessaire au capteur afin qu'il puisse fonctionner [10].

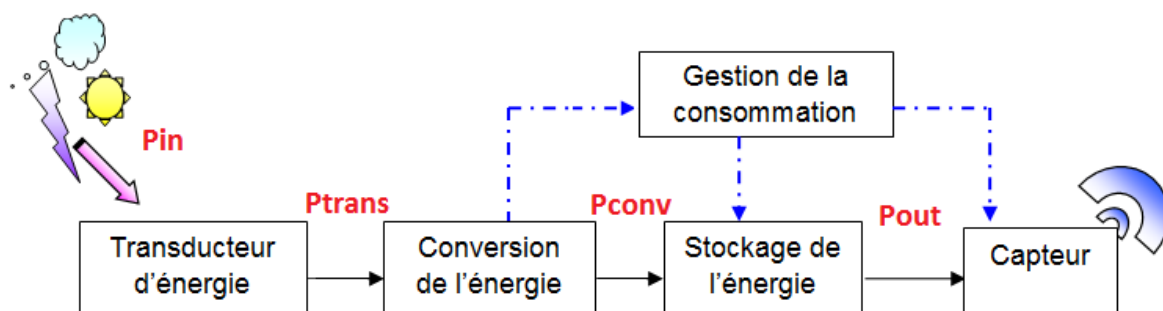


Figure I-8. Architecture globale d'un récupérateur d'énergie [10]

Le transducteur d'énergie est le premier élément de la chaîne de récupération d'énergie, celui-ci permet de convertir une grandeur physique E en une grandeur physique S . Il fournit en sortie une grandeur électrique (tension, courant...) à partir d'une grandeur physique

quelconque en entrée. Le capteur est un bon exemple de transducteur, celui-ci permet de mesurer, en utilisant le principe de transduction, des grandeurs physiques telles que la pression, l'accélération, la température, etc.

Le deuxième bloc est celui de la conversion d'énergie, son rôle est de convertir l'énergie électrique à la sortie du transducteur en un signal électrique continu. Cet élément de la chaîne est très important et doit assurer la meilleure efficacité, d'ailleurs les travaux qui sont effectués à ce niveau ont pour objectif principal d'augmenter le rendement de conversion, un rendement de 100% signifie que l'énergie a été convertie sans pertes.

La troisième entité est le stockage d'énergie, ce module a pour rôle de conserver toute l'énergie DC à la sortie du module de conversion afin de l'utiliser au moment opportun, l'élément de stockage peut être une super-capacité, une batterie, etc.

Enfin, le dernier bloc est celui de la gestion d'énergie. Son rôle peut être résumé dans les tâches suivantes :

- Fournir l'énergie DC quand c'est nécessaire au capteur.
- Contrôler le flux de l'énergie afin d'optimiser sa consommation.
- Conversion DC-DC entre le convertisseur et l'élément de stockage.

Dans le cadre de la récupération d'énergie électromagnétique, en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, on peut distinguer deux grandes techniques de transfert d'énergie:

- Le transfert non radiatif, c'est-à-dire en champ proche par couplage magnétique inductif ou résonnant, ce qui implique l'utilisation de bobines.
- Le transfert radiatif, c'est-à-dire en champ lointain, ce qui implique l'utilisation d'antennes.

III.2. Transfert non radiatif d'énergie

Le transfert non radiatif implique que l'on est en champ proche, la distance entre l'émetteur et le récepteur est très petite devant la longueur d'onde, l'énergie peut être transférée par l'intermédiaire du champ électrique, par couplage capacitif entre deux électrodes métalliques [11] ou par l'intermédiaire du champ magnétique, par couplage inductif entre deux bobines [12]. Les systèmes de TESF basés sur le couplage magnétique se divisent en deux types : le couplage magnétique inductif (CMI) et le couplage magnétique résonnant (CMR). Leurs modèles de circuits équivalents sont représentés sur la Figure I-9 [13].

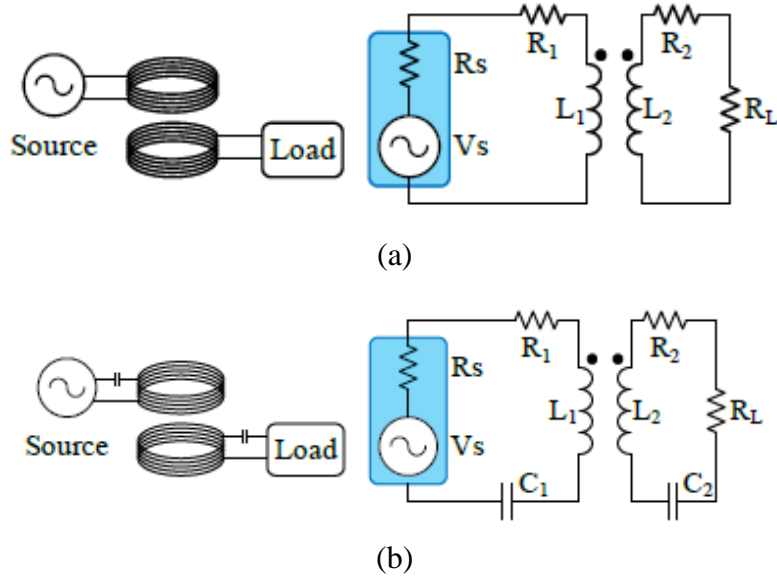


Figure I-9. Couplage magnétique et circuit équivalent (a) inductif (CMI) (b) résonnant (CMR) [13]

L'exemple le plus répandu du couplage magnétique inductif est le transformateur. L'énergie est transférée du primaire au secondaire par induction magnétique. Toutefois, il est primordial que la bobine du secondaire soit positionnée au plus près de la bobine du primaire afin d'atteindre des efficacités élevées.

Le couplage magnétique résonnant consiste à transférer l'énergie entre deux dispositifs résonnants à la même fréquence. Les bobines sont chargées par des capacités qui viennent créer des circuits LC résonnants. Quand les deux bobines résonnent à la même fréquence, l'efficacité est largement augmentée. Par conséquent, la distance entre l'émetteur et le récepteur peut être augmentée. Les capacités peuvent être connectées en série ou en parallèle suivant les applications, ce qui résulte en quatre topologies différentes [14] [15], représentées sur la Figure I-10 (a).

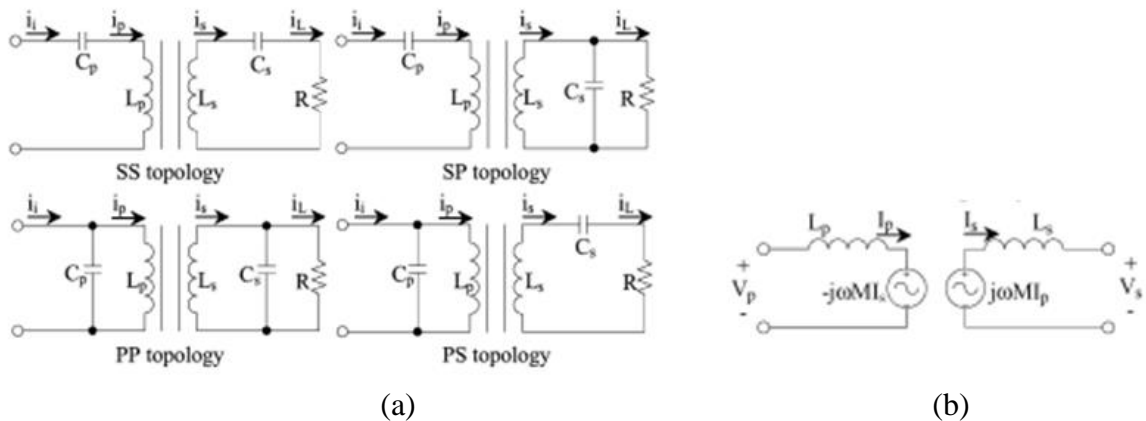


Figure I-10. (a) différentes topologies de circuit CMR (b) circuit équivalent CMR [14]

Pour une analyse en régime permanent, chacune de ces topologies peut être modélisée par le circuit équivalent de la Figure I-10 (b), les tensions induite et réfléchie sont exprimées dans ce modèle en fonction de l'inductance mutuelle, la fréquence de résonnance et les courants au

primaire et secondaire. L'inductance mutuelle est liée au coefficient de couplage par la relation I-1 [14].

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_P L_S}} \quad (I - 1)$$

Il y a deux facteurs critiques qui déterminent les performances d'un système qui utilise le couplage magnétique résonnant, le facteur de qualité et le coefficient de couplage (inductance mutuelle) entre les résonateurs.

Le coefficient de couplage peut être amélioré en utilisant le circuit de la Figure I-11, dans cette configuration, la résistance de la source de tension R_s et la charge R_L sont séparées des résonateurs RLC, ce qui résulte en un meilleur facteur de qualité Q . De plus, les capacités de compensation sont remplacées par des spires, cela permet de réduire la résistance interne des résonateurs RLC [13].

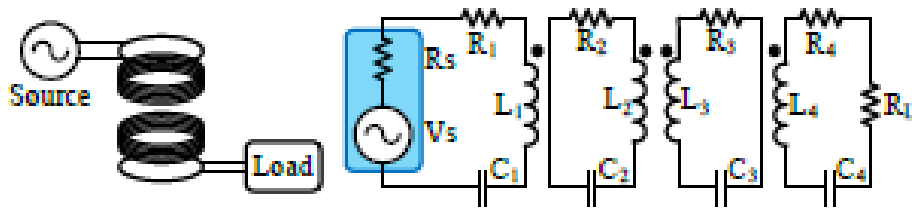
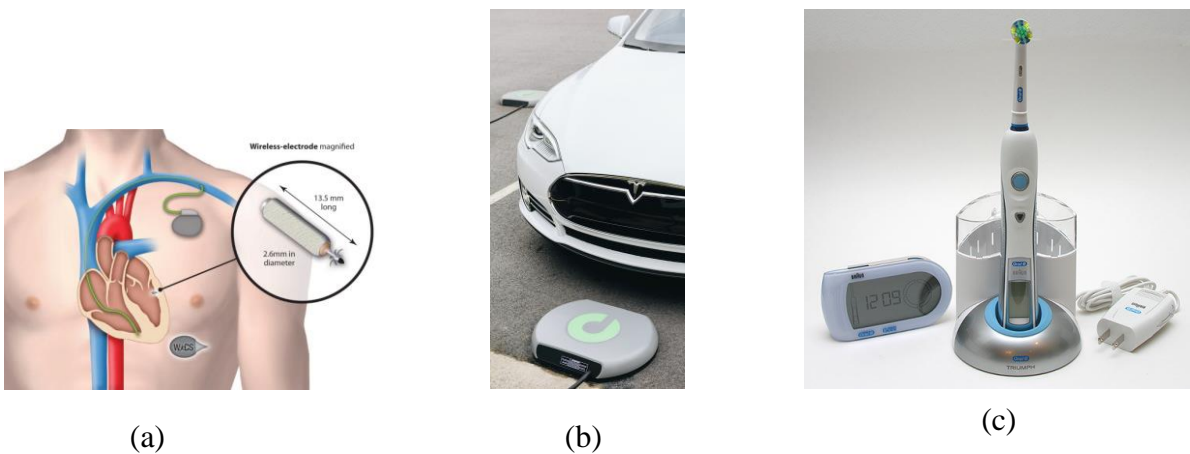


Figure I-11. amélioration du CMR [13]

Une analyse plus approfondie, avec à l'appui des calculs analytiques et des résultats expérimentaux de ce modèle de couplage magnétique résonnant est donné dans [16]. Plusieurs systèmes utilisant le transfert d'énergie en champ proche ont été réalisés et sont commercialisés aujourd'hui, la Figure I-12 en montre quelques exemples.



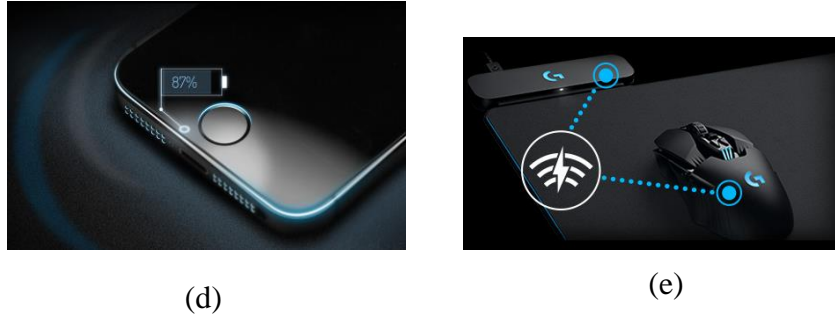


Figure I-12. Systèmes commercialisés utilisant le transfert d'énergie par induction magnétique (a) leadless pacemaker (b) chargeur sans fil pour voiture électrique (c) brosse à dents électrique (d) chargeur de téléphone portable (e) chargeur de souris sans fil

III.3. Transfert radiatif d'énergie

L'énergie peut également être transférée par propagation des ondes électromagnétiques grâce à l'utilisation d'antennes à la fois pour rayonner l'énergie et la recevoir. L'utilisation des antennes implique que l'on est en champ lointain. Par conséquent, le rendement est plus faible comparé au couplage magnétique inductif. Un système de TESF est représenté sur la Figure I-13, la partie émettrice est composée d'une source d'énergie RF et d'une antenne d'émission. La partie réceptrice est composée d'un circuit de récupération d'énergie électromagnétique appelé « rectenna » et du module à alimenter qui peut être par exemple un capteur sans fil.

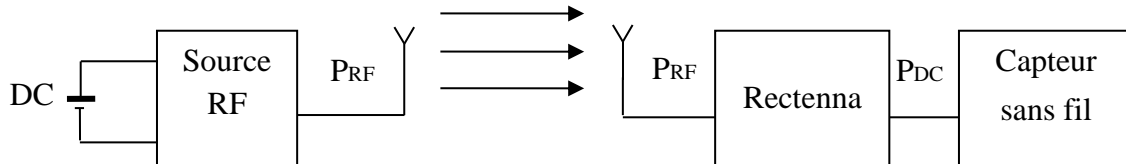


Figure I-13. Architecture d'un système de TESF

Lors de la conception de la rectenna, quelques éléments doivent être pris en compte, la densité de puissance en entrée en fait partie. En effet, l'impédance du circuit de conversion RF-DC dépend de la puissance RF en entrée, il est donc important de savoir quelle densité de puissance est susceptible d'éclairer la rectenna. Dans ce contexte, il est primordial de savoir que pour les applications terrestres, la densité de puissance ambiante ne peut pas dépasser une certaine valeur à cause des limites d'exposition aux champs électromagnétiques définies pour protéger l'environnement et le gens des effets néfastes du rayonnement électromagnétique.

III.3.1. Limites d'exposition aux champs électromagnétiques

Les limites d'exposition aux champs électromagnétiques ont été définies par l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation protection) [17], dans les années 1980s. C'est une organisation non gouvernementale (NGO) reconnue par l'organisation

mondiale de la santé (World Health Organization « WHO ») [18], son objectif principal est de protéger l'environnement et les gens des effets nocifs du rayonnement électromagnétique. Pour ce faire, l'ICNIRP développe et publie des articles ([19] à [20]), afin de donner les conseils et les nouveautés concernant les expositions aux champs électromagnétiques. Ces articles sont basés sur les recherches effectuées par des experts dans différents domaines (biologie, chimie, médecine...), qui travaillent ensemble au sein de l'ICNIRP et qui évaluent les risques aux expositions électromagnétiques et définissent les limites au-delà desquelles le rayonnement électromagnétique devient nocif. Les valeurs limites d'exposition du public sont définies en Europe par la recommandation européenne du 12 juillet 1999 et en France par le décret N° 2002-775 du 3 mai 2002. Le Tableau 1 donne les valeurs limites des champs électrique et magnétique pour le grand public [21].

Gamme de fréquences	E (V/m)	H (A/m)	B (μT)	Densité de puissance équivalente en onde plane Seq (W/m²)
0 – 1 Hz	-	$3,2 \times 10^4$	4×10^4	-
1 – 8 Hz	10 000	$3,2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^4/f^2$	-
8 – 25 Hz	10 000	$4\,000/f$	$5\,000/f$	-
0,025 – 0,8 kHz	$250/f$	$4/f$	$5/f$	-
0,8 – 3 kHz	$250/f$	5	6,25	-
3 – 150 kHz	87	5	6,25	-
0,15 – 1 MHz	87	$0,73/f$	$0,92/f$	-
1 – 10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0,73/f$	$0,92/f$	-
10 – 400 MHz	28	0,073	0,092	2
400 – 2 000 MHz	$1,375 f^{4/3}$	$0,0037 f^{4/3}$	$0,0046 f^{4/3}$	$f/200$
2 – 300 GHz	61	0,16	0,20	10

Tableau 1. Limites d'exposition aux champs électrique et magnétique pour le grand public [21]

III.3.2. Rectenna et son principe de fonctionnement

La « RECTENNA » est l'association de deux mots anglo-saxons qui sont « Antenna » et « Rectifier », pour « Antenne » et « Redresseur », respectivement. La topologie classique d'une rectenna est représentée sur la Figure I-14. L'antenne est l'interface entre l'espace libre et le redresseur, elle a pour rôle de convertir l'onde électromagnétique incidente en un signal radiofréquence (RF), ce signal RF est ensuite envoyé au redresseur, par l'intermédiaire d'un circuit d'adaptation, utilisé pour assurer un transfert maximal de la puissance RF. En outre l'adaptation, ce module doit jouer le rôle d'un filtre passe-bande. En effet, le redresseur, diode par exemple, est un élément non-linéaire qui génère des harmoniques lors du redressement du signal RF, ces harmoniques se déplacent de part et d'autre de la diode. Il est nécessaire d'empêcher ces harmoniques d'arriver à l'antenne, surtout les harmoniques $2f_0$ et $3f_0$ qui sont

en général les plus importantes, car celles-ci risquent d'être re-rayonnées par l'antenne, engendrant par conséquent des pertes par rayonnement. De l'autre côté du composant de redressement, il y a un filtre passe-bas, son rôle est de filtrer toutes les composantes allant du signal fondamental jusqu'à nf_0 , et de ne garder que la composante continue, qui représente le signal DC utile pour l'alimentation du capteur sans fil, ce capteur est généralement modélisé par une charge (résistance).

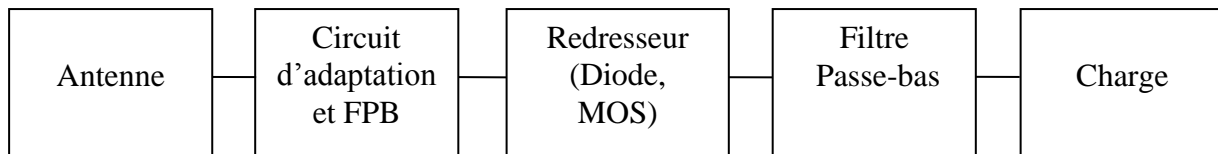


Figure I-14. Topologie générale d'une rectenna

Dans le cas du transfert d'énergie par rayonnement, deux scénarios existent :

Le premier scénario est le transfert d'énergie à la demande (WPT : Wireless Power Transfer). Dans ce cas, une source dédiée est utilisée en émission, l'antenne d'émission est généralement directive, la rectenna est placée en ligne de visée vis-à-vis de l'antenne d'émission. Les expériences données en introduction, visant à faire planer les plateformes aéroportées sont un exemple de ce cas de figure. L'avantage de ce type de transfert d'énergie est la connaissance préalable de la fréquence, de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique et de sa polarisation. A partir de ces informations, l'emplacement de la rectenna et la densité de puissance reçue peuvent être préalablement estimés. En revanche, cela contraint à placer l'antenne de réception à des endroits spécifiques afin de recevoir une densité de puissance maximale. La télé-alimentation de tags est un exemple similaire au WPT. Quelques applications utilisant le WPT sont présentées sur la Figure I-15. Dans ce cas de figure, l'approche sera de concevoir une rectenna mono-bande, avec une antenne directive ayant la même polarisation que l'antenne d'émission, afin de maximiser l'efficacité. Dans [22] par exemple, un réseau de 32 rectennas utilisant des patches a été utilisé afin d'alimenter des capteurs des applications de suivi de l'état des structures. L'antenne étant très directive, un gain maximal de 24 dBi à 5,8 GHz a été obtenu.



Figure I-15. Application du WPT [23]

Le deuxième scénario est la récupération d'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting). Ce scénario trouve sa place par exemple en zone urbaine où les sources d'énergie électromagnétique sont de plus en plus disponibles. Dans ce cas, l'énergie électromagnétique peut provenir de n'importe quelle direction (Figure I-16). L'avantage de l'EH est la liberté de positionnement de la rectenna. En revanche, du fait de la limitation aux expositions de champs électromagnétiques imposée par la loi et de la non-directivité des antennes émettrices, les densités de puissance disponibles en réception sont faibles. De plus, la densité de puissance dépend également de l'environnement. Ceci est le plus gros défi des systèmes de récupération d'énergie électromagnétique. Si nous rajoutons en plus les limitations technologiques des composants électroniques, il devient très difficile d'atteindre des efficacités très élevées.

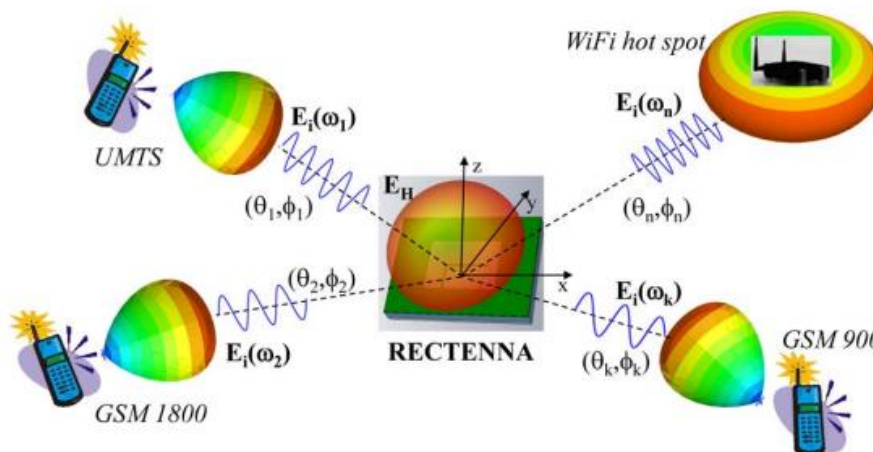


Figure I-16. Récupération d'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting) [23]

En revanche, la diversité des fréquences utilisées présente un gros avantage. La récupération d'énergie peut s'effectuer à plusieurs fréquences simultanément, ce qui permettrait d'augmenter l'efficacité. Pour ce faire, il faut concevoir des rectennas multi-bandes. Dans ce cas, deux types de redresseur peuvent être utilisés : le premier utilise un seul circuit

d'adaptation conçu pour fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences, l'article [24] présente une rectenna bi-bandes utilisant un seul circuit d'adaptation. Le second utilise plusieurs redresseurs en parallèle, chaque redresseur étant conçu pour une fréquence différente, la difficulté est d'isoler un étage par rapport aux autres (c'est-à-dire avoir l'adaptation maximale à l'entrée du redresseur concerné et la désadaptation totale des autres redresseurs) quand il s'agit de récupérer l'énergie à une fréquence particulière. la rectenna présentée dans [25] en est un exemple. Les topologies de la Figure I-17 illustrent ces deux rectennas multi-bandes.

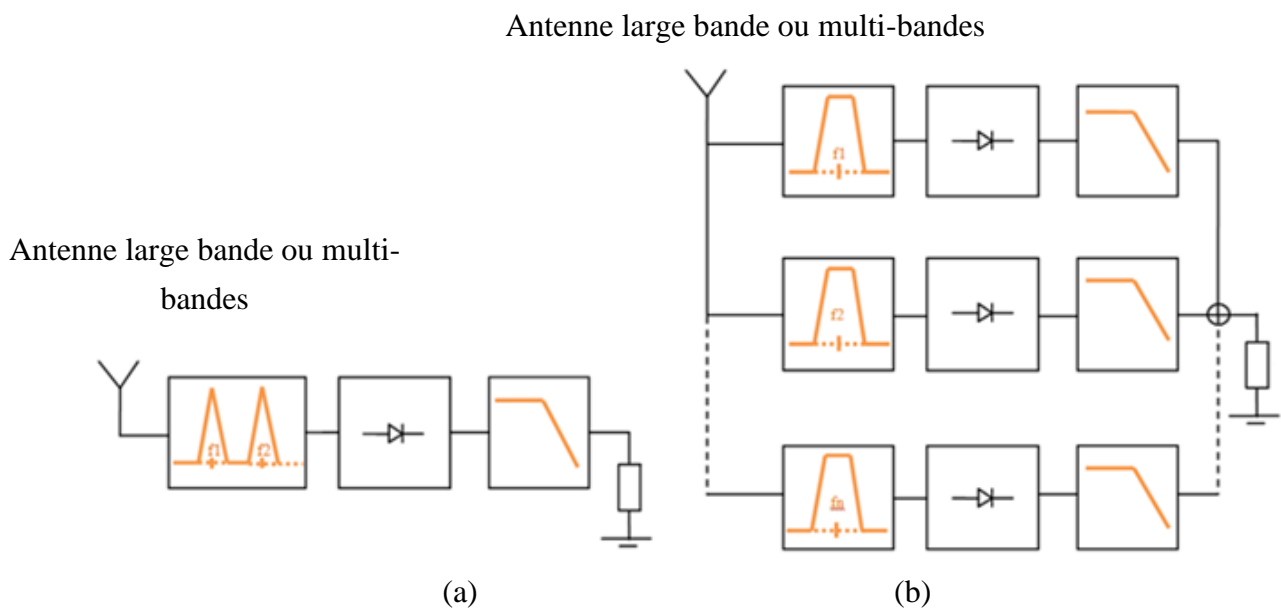


Figure I-17. Topologies de rectenna multi-bandes

IV. TOPOLOGIES DE REDRESSEUR

Le redresseur est la partie de la rectenna qui effectue la conversion RF-DC, comme il a été dit plus haut, l'objectif du redresseur est d'effectuer une conversion RF-DC avec le rendement le plus élevé. Les diodes classiques ($V_s = 0,6 \text{ V}$) ne peuvent pas être utilisées dans ce cas-là car elles ont une tension de seuil élevée. En revanche, la diode Schottky est un meilleur candidat dans ce contexte. En effet, sa tension de seuil varie entre $0,1\text{V}$ à $0,3\text{V}$, celle-ci est plus sensible aux faibles niveaux de tensions délivrées par l'antenne et peut fournir une tension DC à partir de faibles densités de puissance (de l'ordre de -20 dBm). Aujourd'hui, Il existe également des diodes zéro-bias qui fonctionnent à des puissances encore plus basses.

IV.1. Topologie série

C'est la topologie la plus simple, elle utilise une simple diode en série pour redresser le signal RF (Figure I-18). Il s'agit d'un redressement simple alternance, le filtre passe-bas, généralement une capacité, permet de récupérer la composante DC. Ce type de redresseur est le plus utilisé pour des niveaux de puissance faibles en entrée, de l'ordre de -15 dBm . Si le

rendement de conversion doit être maximisé à une fréquence particulière, un circuit d'adaptation est utilisé en amont de la diode. Il peut être composé de composants localisés tels que les capacités et les inductances ou bien d'éléments distribués tels que les stubs. La simplicité de cette topologie et ses résultats en faibles puissances font de cette topologie celle qui est la plus répandue dans la conception des rectennas.

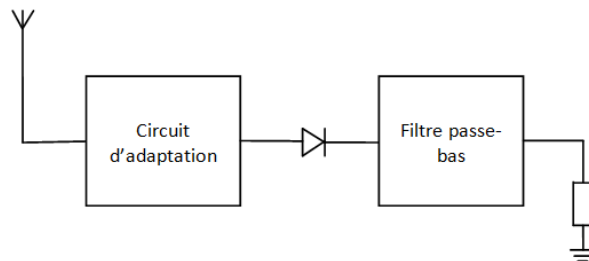


Figure I-18. Topologie « série »

IV.2. Topologie shunt (parallèle)

C'est une topologie à redressement simple alternance également, la diode est montée en parallèle (Figure I-19), avec l'anode ou la cathode connectée à la masse, la diode est donc auto-polarisée par la tension DC qu'elle génère.

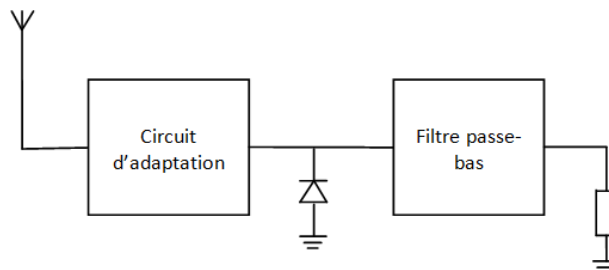


Figure I-19. Topologie « parallèle »

IV.3. Topologie doubleur de tension

Le doubleur de tension peut être vu comme l'association des deux topologies décrites précédemment (Figure I-20), avec en plus une capacité de stockage en entrée pour l'une des deux alternances. Il s'agit d'un redressement double alternance, pour l'alternance positive par exemple, la diode D1 est passante et la diode D2 est bloquée, le signal est donc transféré à la charge. Dans le cas de l'alternance négative, la diode D2 est passante et la diode D1 est bloquée, le signal redressé est stocké dans la capacité à l'entrée et transmis en même temps que la prochaine alternance positive.

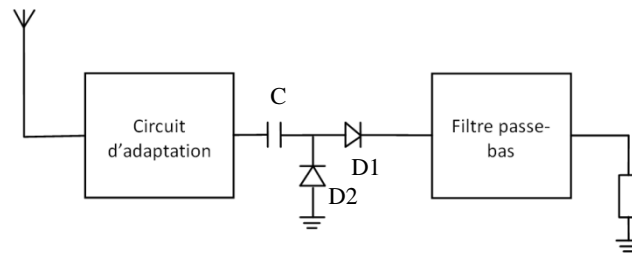


Figure I-20. Topologie « doubleur de tension »

La topologie doubleur est plus adaptée pour des niveaux de puissance en entrée plus importants que pour le cas de la simple diode. En effet, les pertes au niveau de la diode, dues particulièrement aux pertes par effet joule au niveau de sa résistance série intrinsèque, augmentent avec l'utilisation de plus d'une seule diode. Ces pertes-là deviennent négligeables quand la puissance en entrée est plus importante à cause de la faible valeur de la résistance série. Les simulations réalisées dans [26] montrent qu'à plus basse puissance, entre -10 dBm et 20 dBm, la topologie série présente une meilleure efficacité, à partir de 20 dBm, la topologie doubleur prend le dessus sur la topologie série. La Figure I-21 (a) présente l'efficacité de la topologie simple diode et la Figure I-21 (b) présente celle du doubleur de tension. à partir d'une certaine valeur de la puissance RF, la tension de claquage de la diode est atteinte et une chute abrupte de l'efficacité est observée.

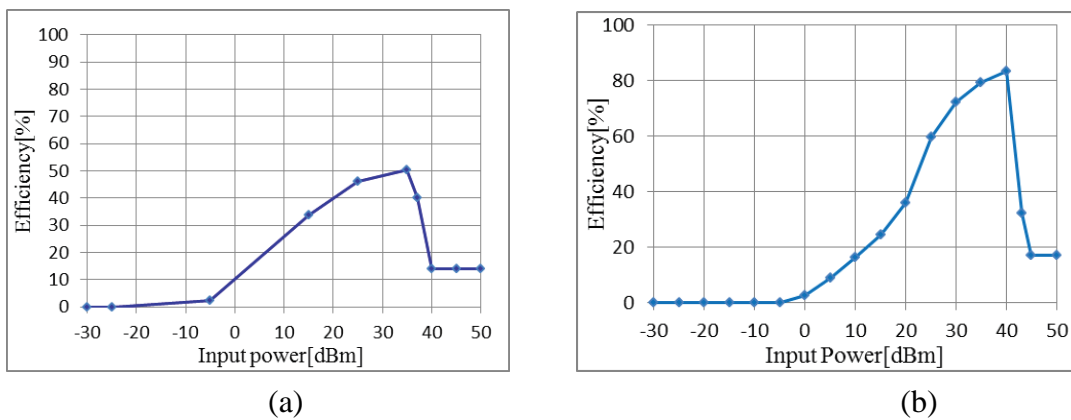


Figure I-21. Comparaison de l'efficacité en fonction de la puissance RFin pour (a) redresseur simple diode (b) doubleur de tension [26]

IV.4. Multiplieur de tension

Le multiplieur est réalisé en cascadeant deux doubleurs de tensions. La topologie du multiplieur est donnée par la Figure I-22.

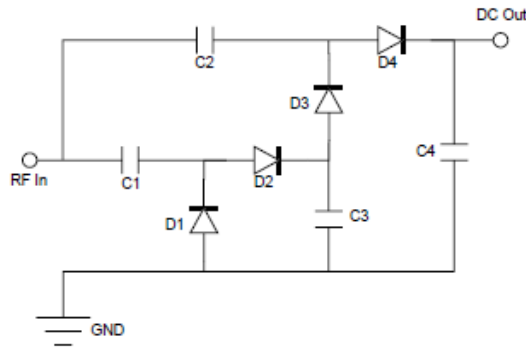


Figure I-22. Topologie « multiplieur »

IV.5. Pont de diodes

La topologie « pont de diodes » peut également, quoique très rare, être utilisée pour le redressement du signal RF. Comme pour le doubleur ou le multiplieur, il s'agit d'un redressement double alternance. Si on prend le cas de la topologie représentée sur la Figure I-23, les diodes D1 et D4 sont passantes lors de l'alternance positive tandis que les diodes D2 et D3 sont bloquées, et l'inverse est vrai lors de l'alternance négative. En revanche, étant donné que le signal RF parcourt deux diodes en série, les pertes dans les diodes augmentent, ce qui dégrade le rendement, et fait de la structure à pont de diodes une topologie plus adaptée pour des puissances élevées.

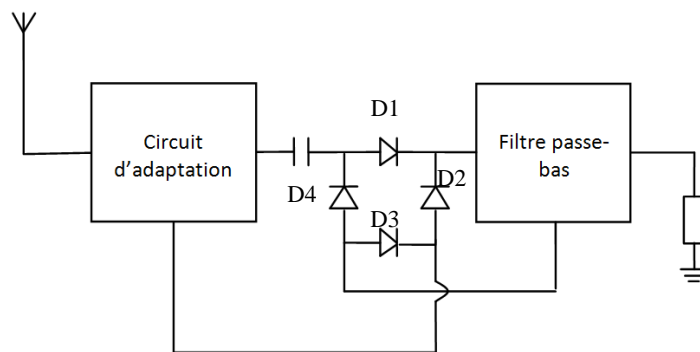


Figure I-23. Topologie « pont de diodes »

La Table 2. résume les différences existant entre les différentes topologies de redresseur présentées auparavant [27].

V. RENDEMENT D'UNE RECTENNA

Un grand nombre de rectennas a été réalisé ces dernières années, avec pour objectif principal de maximiser l'efficacité. Celle-ci permet d'avoir une idée sur le rendement global de la rectenna. Deux types de rendement permettent de caractériser une rectenna, le premier est le rendement du redresseur seul sans l'antenne, c'est est le rapport de la puissance DC récupérée en sortie du redresseur sur la puissance RF injectée à l'entrée du redresseur en utilisant une source microondes.

$$\eta(\%) = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (I - 2)$$

où P_{DC} est la puissance DC mesurée aux bornes de la charge, elle est calculée à partir de la tension mesurée aux bornes de la charge modélisant le capteur sans fil.

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad (I - 3)$$

Dans le cas de la rectenna, il existe plusieurs façons de déterminer P_{RF} .

1/ A partir de la densité de puissance : P_{RF} est la puissance RF résultant de la densité de puissance captée par l'antenne multipliée par sa surface. Deux définitions sont à préciser dans ce cas. Soit le calcul est effectué à partir de la surface géométrique de l'antenne, ou à partir de la surface effective de l'antenne comme cela est exprimé par les équations (I – 4) et (I – 5).

$$P_{RF} = S \cdot A_G \quad (I - 4)$$

$$P_{RF} = S \cdot A_{eff} \quad (I - 5)$$

La surface géométrique A_G peut tout simplement être mesurée à partir des dimensions physiques de l'antenne, tandis que A_{eff} doit être calculé en fonction du gain de l'antenne de réception et de la longueur d'onde comme le montre l'équation (I – 6)

$$A_{eff} = \frac{G_R}{4\pi} \cdot \lambda^2 \quad (I - 6)$$

Avec G_R le gain de l'antenne réceptrice et λ la longueur d'onde. La densité de puissance S est un paramètre déterminant dans la TESF, si la densité de puissance est élevée, la puissance DC le sera également. Elle est exprimée en W/m², elle dépend du champ électrique E incident et par conséquent de la puissance d'émission, du gain de l'antenne, de la longueur d'onde (de la fréquence) et de la distance parcourue par l'onde électromagnétique. Cette densité est donnée par :

$$S = \frac{E^2}{120 \cdot \pi} = \frac{30 \cdot P_T \cdot G_T}{d^2 \cdot 120 \cdot \pi} \quad (I - 7)$$

Ainsi, le deuxième rendement peut être calculé à partir des deux relations suivantes :

$$\eta(\%) = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{S \cdot A_G} = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{S \cdot A_{eff}} \quad (I - 8)$$

Il est nécessaire de préciser que ces calculs ne sont valables qu'en champ lointain. Dans [28], cette méthodologie est suivie et les calculs théoriques sont utilisés pour déterminer P_{RF} . Dans le cas des redresseurs R1a et R1b de la Figure I-24, la puissance P_{RF} est directement fournie aux redresseurs via des connecteurs à l'aide d'un synthétiseur de puissance « MG3694B » de chez Anritsu. L'équation (I – 2) est donc utilisée directement pour le calcul de l'efficacité. En revanche pour le cas de la rectenna R2b, l'énergie électromagnétique est reçue par rayonnement, et donc la densité de puissance et la puissance RF sont calculées par les équations (I – 5) et (I – 7).



Figure I-24 photos de redresseurs R1a et R1b et d'une rectenna R2b [28]

2/ Certains concepteurs préfèrent calculer P_{RF} en utilisant l'équation des télécommunications, (équation de transmission de FRIIS). Elle donne la puissance RF reçue en fonction de la puissance émise, des gains maximaux des antennes d'émission et de réception et des pertes dans l'espace libre qui dépendent de la fréquence et de la distance entre les deux antennes (équation (I – 9)). Elle prend en compte également d'autres pertes telles que les pertes de dépointage, les pertes de désadaptation de polarisation...etc. Cependant, ces pertes restent très faibles devant les pertes dans l'espace libre.

$$P_{RF} = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (\text{I} - 9)$$

3/ Il est possible de déterminer la puissance RF en entrée P_{RF} de façon empirique, cette méthode consiste à mesurer, dans un premier temps, la puissance RF en utilisant une antenne identique à l'antenne de la rectenna, placée à une distance D de l'antenne d'émission, et un appareil de mesure de puissance (powermètre). Ensuite, l'antenne est remplacée par la rectenna à la même distance D et la puissance DC est mesurée. L'efficacité est par la suite calculée en utilisant l'équation (I – 2), cette procédure a été utilisée dans [29] et [30]. Dans [29], Hucheng Sun a fabriqué une antenne indépendamment du redresseur, il a rajouté une transition CoPlanar Stripline/ microstrip à base de stub en circuit ouvert afin de caractériser l'antenne et mesuré son S11 et son diagramme de rayonnement (Figure I-25 (a)). Cette antenne a été placée à une distance d de la source émettrice et la puissance P_{RF} reçue par

celle-ci a été mesurée à l'aide d'un analyseur de spectre, ensuite l'antenne a été remplacée par la rectenna comme le montre la Figure I-25 (b).

Le même principe a été utilisé dans [30], Figure I-26 (a) montre la mesure de la puissance RF à l'aide d'une sonde de puissance et la Figure I-26 (b) montre la mesure de la tension DC en sortie de la rectenna.

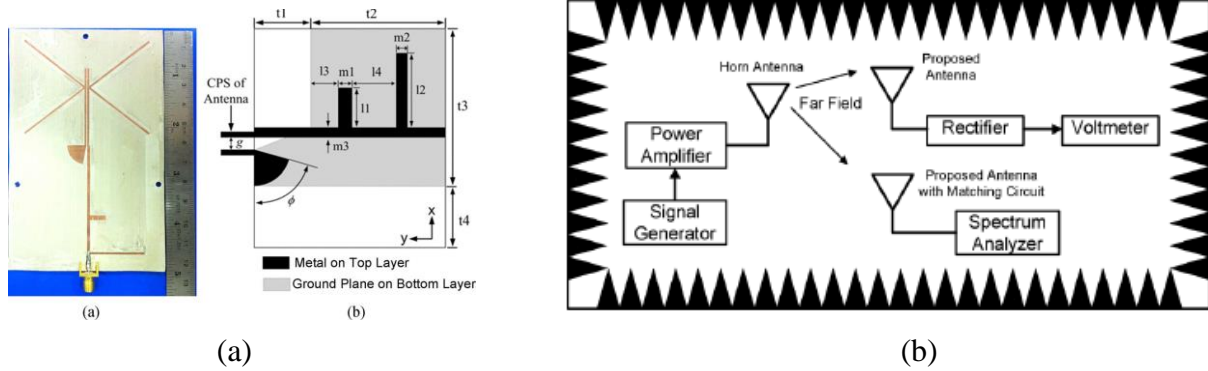


Figure I-25 (a) antenne avec transition CPS/ Microstrip (b) installation expérimentale pour la caractérisation de rectenna [29]

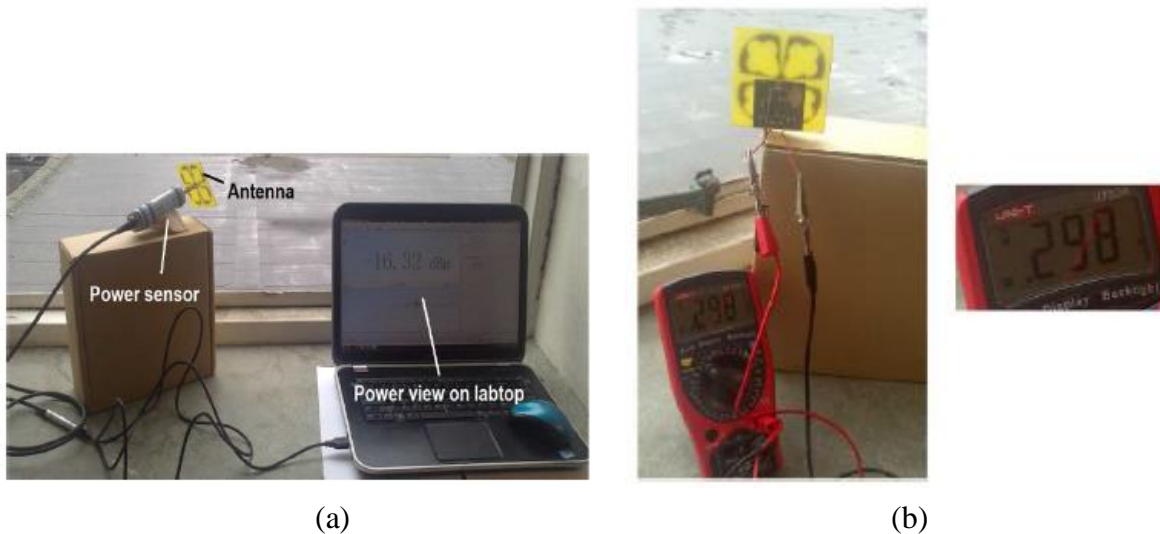


Figure I-26. (a) puissance RF captée par l'antenne (b) rectenna et mesure de tension DC [30]

Il existe quelques règles à prendre en compte lors de la conception d'une rectenna. Dans un premier temps, les parties antenne et redresseur sont conçues séparément afin que ces dernières puissent être caractérisées et mesurées de façon indépendante, ensuite les deux parties sont regroupées et la structure « rectenna » est réalisée.

V.1. Antenne

Dans le but d'obtenir le meilleur rendement possible, l'antenne doit respecter quelques critères tels que l'adaptation, le gain, le diagramme de rayonnement, l'efficacité de rayonnement, la polarisation et la taille.

V.1.1. Coefficient de réflexion S_{11}

Comme ceci a été expliqué avant, l'antenne est l'interface entre l'espace libre et le milieu guidé (redresseur) et vice-versa. En émission, l'antenne convertit le signal RF à son entrée en ondes électromagnétiques et rayonne ces ondes dans l'espace libre, l'opération inverse est réalisée en réception. Dans les deux cas, l'antenne doit assurer un transfert maximal de l'énergie. En effet, il est souhaitable que toute l'énergie soit convertie et transmise. Pour ce faire, il faut adapter l'antenne à la source d'énergie électromagnétique, si cela n'est pas fait, les ondes électromagnétiques seront réfléchies vers la source, interféreront avec les ondes électromagnétiques incidentes et des interférences destructives indésirables se produiront. Une onde dite stationnaire s'établira donc dans le milieu guidé. Le paramètre qui nous permet de quantifier l'adaptation en impédance est le coefficient de réflexion exprimé par Γ ou S_{11} . Son module peut être exprimé en linéaire ou en décibel (dB), même s'il est plus commun de l'exprimer en dB. Rappelons qu'une grandeur exprimée en décibel est reliée à la grandeur naturelle par l'expression :

$$S_{11_{dB}} = 20 \cdot \text{Log}_{10}(|S_{11}|) \quad (I - 10)$$

Il est le rapport entre l'onde réfléchie b_1 et l'onde incidente a_1 , son module peut également être exprimé en fonction de l'impédance d'entrée de l'antenne :

$$|S_{11}| = \frac{|Z_e - Z_c|}{|Z_e + Z_c|} \quad (I - 11)$$

Où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (guide d'ondes, microstrip, CoPlanar Stripline...), et Z_e est l'impédance (complexe) d'entrée de l'antenne.

Le coefficient de réflexion est un paramètre utilisé également pour définir la bande passante (BP) de l'antenne. La BP peut être définie comme la bande de fréquence où le transfert d'énergie est maximal. De façon générale, nous considérons la BP quand le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB, voir Figure I-27 [31].

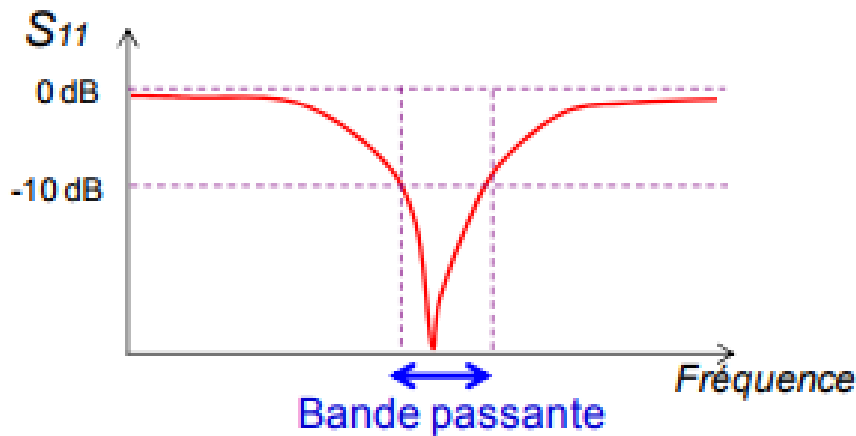


Figure I-27. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, seuil de BP défini à -10dB [31]

Dans le cas de la rectenna, la fréquence de fonctionnement est déterminée en amont. Cependant, il est indispensable que l'antenne et le redresseur soient adaptés en impédance à la même fréquence, il est également souhaitable que la BP de l'antenne soit large pour permettre de garder une bonne adaptation même quand les fréquences de fonctionnement de l'antenne et du redresseur sont disjointes. Rappelons que les deux entités sont conçues de manière séparée et souvent leurs fréquences de fonctionnement sont légèrement décalées. Ceci est dû aux incertitudes inévitables sur les paramètres intrinsèques du substrat utilisé et aux incertitudes sur la valeur des éléments localisés (diode, capacité, inductance...). Il serait donc appréciable d'avoir une BP large afin d'atteindre une bonne efficacité malgré les décalages fréquentiels éventuels entre l'antenne et le redresseur.

V.1.2. *Diagramme de rayonnement*

Lorsqu'une antenne rayonne, la densité de puissance se répartit autour de celle-ci, le diagramme de rayonnement permet de représenter graphiquement cette répartition dans l'espace. Il est principalement lié à la géométrie de l'antenne, et sa forme varie en fonction de la fréquence. La notion de diagramme de rayonnement ne peut être utilisée qu'en « zone lointaine », c'est-à-dire lorsque l'onde est sphérique, cette condition est remplie si la distance de Fraunhofer est respectée.

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (I - 12)$$

Avec D la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement peut être omnidirectionnel ou directif, en fonction de l'antenne utilisée et de l'application visée. Dans le cas de la rectenna par exemple, il serait judicieux d'utiliser une antenne omnidirectionnelle en réception quand la position de la source d'énergie n'est pas connue ou quand il s'agit de récupérer l'énergie

d'une multitude de sources placées à différents endroits. En revanche, si l'objectif est de communiquer une seule source fixe, il serait judicieux d'utiliser une antenne plutôt directive.

V.1.3. *Gain de l'antenne*

Le gain de l'antenne est un paramètre très important, plus celui-ci est élevé, meilleure sera la sensibilité de l'antenne, l'antenne pourra donc capter une densité de puissance plus faible. Le gain est lié à la surface de l'antenne et diminue avec la réduction de sa taille. Dans le cas de la rectenna, étant donné les tailles réduites des capteurs sans fil actuels, il est nécessaire de réduire également la taille des rectennas, la réduction de la rectenna se traduit concrètement par la réduction des dimensions de son antenne, ce qui affecte son gain entraînant ainsi une réduction de l'efficacité globale. Il y a donc un compromis gain/taille à faire. Le gain est également proportionnel à la directivité par l'équation :

$$G = \eta \cdot D \quad (I - 13)$$

Avec η l'efficacité de rayonnement. Plus la directivité augmente, meilleur sera le gain mais plus faible sera l'angle d'ouverture à -3dB, ceci pose un problème pour la récupération d'énergie ambiante car la direction d'arrivée de l'énergie est quelconque, et il est préférable d'avoir un large angle d'ouverture afin de capter le plus d'énergie possible sur un plus grand volume. De nouveau, il faut faire un compromis entre le gain et l'angle d'ouverture à -3dB.

V.1.4. *Efficacité de rayonnement*

L'efficacité de rayonnement est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne.

$$e_0 = 100 \cdot \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (I - 14)$$

L'idéal serait d'atteindre une efficacité de 100%, mais l'efficacité est en général dégradée par les pertes de désadaptation d'impédance e_r entre l'antenne et la ligne de transmission, les pertes dans le diélectrique e_d et les pertes de conduction e_c [32]. L'efficacité de la rectenna est directement liée à l'efficacité de l'antenne, il est donc important de la concevoir avec soin afin d'obtenir un rendement de rectenna élevé.

V.1.5. Polarisation

Une onde électromagnétique peut être décomposée en deux parties, le champ électrique E et le champ magnétique H , ces deux composantes sont perpendiculaires à la direction de propagation. Ces champs sont décrits par des vecteurs, comme exposé sur la Figure I-28 .

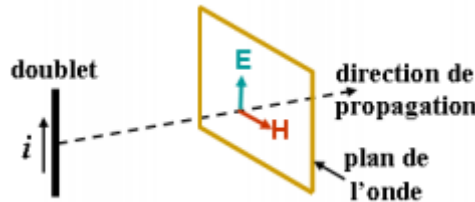


Figure I-28. Vecteurs E et H d'une onde TEM en propagation

La polarisation est déterminée par la direction du champ électrique E . Les deux champs E et H sont en phase du point de vue amplitude mais ils sont déphasés de 90 degrés sur le plan de la direction de la propagation. Trois grands types de polarisation peuvent être distingués:

- La polarisation rectiligne
- La polarisation circulaire
- La polarisation elliptique

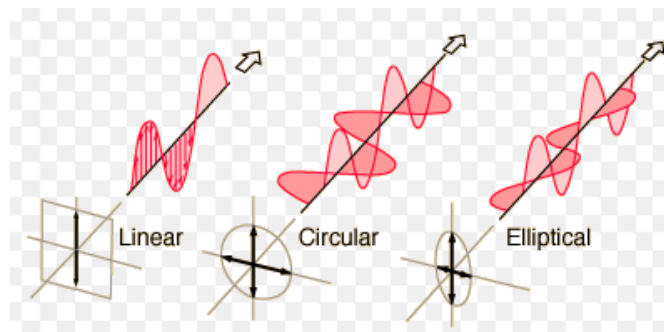


Figure I-29. Différents types de polarisation

Comme le montre la Figure I-29, lorsque le champ rayonné à l'infini conserve une direction constante rectiligne, c'est-à-dire que le vecteur E ne change pas sa direction en fonction du temps, nous parlons d'une polarisation linéaire. Lorsque l'extrémité du vecteur de champ E rayonné à l'infini décrit un cercle en fonction du temps, nous parlons de polarisation circulaire. La polarisation circulaire est un cas particulier de la polarisation elliptique.

Dans le cas de la rectenna, si l'antenne a une polarisation linéaire, il est primordial qu'elle soit positionnée de la même façon que l'antenne d'émission afin de récupérer le maximum d'énergie. Cette contrainte est allégée dans le cas de la polarisation circulaire. Une rectenna à polarisation linéaire est présentée dans [33], l'antenne utilisée est un dipôle imprimé sur un substrat duroïd 5870 [34]. Dans [35], une antenne à polarisation circulaire est utilisée, la polarisation circulaire est réalisée en utilisant deux boucles en forme de losange « boucles

rhombiques » et un réflecteur. Les Figure I-30 (a) et Figure I-30 (b) montrent respectivement les deux rectennas à polarisation linéaire et circulaire.

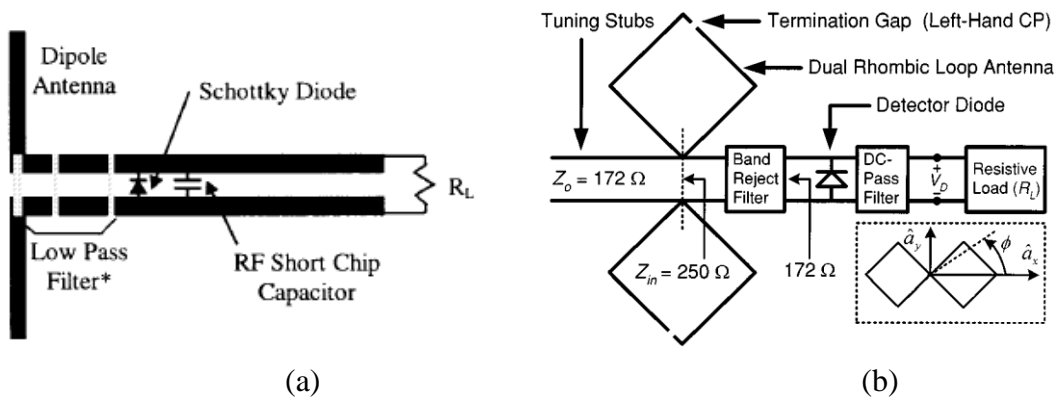


Figure I-30. Rectenna à polarisation (a) linéaire [33] (b) circulaire [35]

V.2. Redresseur

Le redresseur est la deuxième partie de la rectenna, son rôle est de faire la conversion RF-DC, le rendement de conversion RF-DC va directement impacter le rendement de la rectenna, il est donc nécessaire de respecter certaines règles afin d'atteindre un rendement élevé. Les éléments déterminants pour le rendement de la rectenna sont la diode, le circuit d'adaptation et la charge. Le filtre passe-bas, généralement une capacité, ne dégrade pas beaucoup l'efficacité du redresseur. Néanmoins, la distance entre la capacité de filtrage et la diode est critique et pourrait avoir un impact sur les performances du redresseur si elle n'est pas optimisée de façon rigoureuse.

V.2.1. Circuit d'adaptation

Comme cela a été dit plus haut, le circuit d'adaptation permet d'assurer un transfert maximal de puissance RF de l'antenne vers la diode, il peut être composé avec des composants localisés (CL), des lignes ou avec une combinaison des deux (Mixte). Etant donné que l'objectif est d'atteindre le rendement de conversion RF-DC le plus élevé, il est important de ne pas avoir des pertes conséquentes au niveau du circuit d'adaptation.

a) Circuit d'adaptation avec des composants localisés

Pour des fréquences allant jusqu'à 2,45GHz, des circuits d'adaptation avec des composants localisés peuvent être utilisés, l'avantage des CL étant la flexibilité qu'ils offrent. En effet, les composants localisés peuvent être enlevés et remplacés après la fabrication du circuit. Il est très courant de recourir à ce travail d'ajustement après fabrication lorsque les composants localisés sont utilisés du fait de la différence qu'il peut y avoir entre les résultats de simulation

et de mesures, due entre autres, à l'incertitude sur les valeurs des CL. Les topologies utilisées en général sont les réseaux en L, T et en π [36] (Figure I-31), s et p désigne série et parallèle, X_s et X_p peuvent être des capacités ou des inductances.

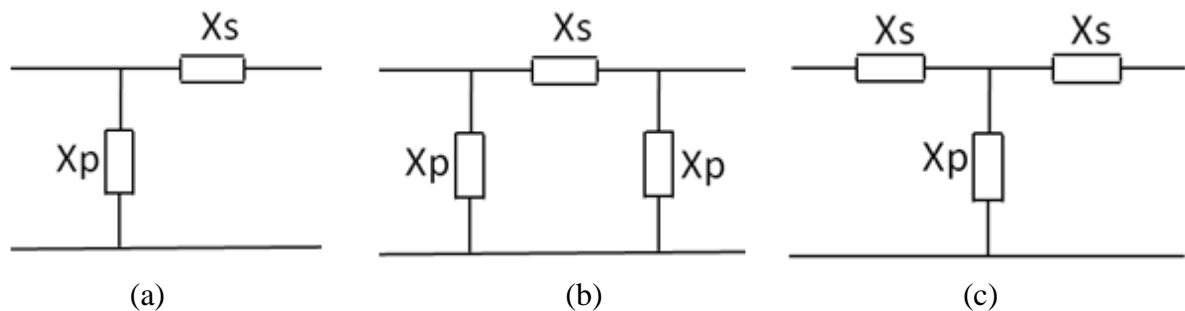


Figure I-31 réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en π (c) réseau en T

Le choix du réseau d'adaptation dépend de l'objectif recherché, si le but est de faire simplement une adaptation mono-bande, le réseau en L suffit amplement, l'avantage de ce réseau est sa simplicité avec seulement deux variables. En revanche, ce réseau est limité à l'adaptation. Dans [37] par exemple, un réseau en L avec une inductance en série et une capacité en parallèle est utilisé pour une adaptation à 915MHz, avec $L=32\text{nH}$ et $C=0,1\text{pF}$ (cf. Figure I-32 (a)).

Si d'autres fonctions viennent s'ajouter à l'adaptation comme par exemple la réjection des harmoniques, d'autres variables doivent être rajoutées au circuit d'adaptation pour permettre d'avoir plus de degré de liberté, les réseaux en T ou π seront privilégiés dans ce cas de figure. Il existe également des variantes des réseaux en T ou π , où d'autres CL sont rajoutés, ce qui permet d'augmenter les chances de réaliser plus d'une seule fonction avec un seul circuit d'adaptation. Dans [25], Véronique Kuhn utilise une variante d'un réseau en T pour l'adaptation (Figure I-32 (b)), où la capacité en parallèle est remplacée par une paire capacité / inductance en parallèle. Cela permet d'augmenter la bande passante et de rejeter les harmoniques les plus proches de la fréquence de fonctionnement.

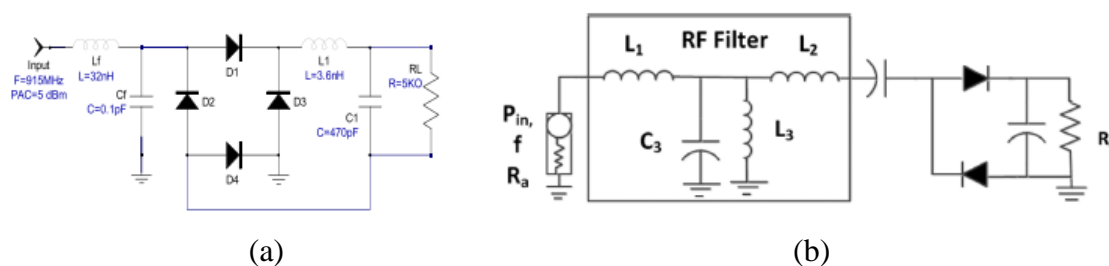


Figure I-32. Adaptation avec CL (a) réseau L [37] (b) réseau T modifié [25]

b) Circuit d'adaptation avec des lignes

Lorsque la fréquence de fonctionnement augmente, les composants localisés arrivent à leurs limites. Prenons le cas d'une inductance du commerce (LQP18MN10NG02D de MURATA), sa fréquence maximale de fonctionnement est de 3.4GHz [38]. De plus, l'incertitude sur la

valeur des composants augmente également quand la fréquence augmente, par exemple, lorsque la fréquence augmente, la valeur de l'inductance dévie de sa valeur nominale bien avant d'arriver à la fréquence maximale. La Figure I-33 montre l'évolution d'inductances en fonctions de la fréquence.

Pour ces raisons, les éléments distribués tels que les lignes quart d'onde, les stubs, les stubs radiaux, sont privilégiés pour des fréquences plus élevées. Les pertes dans les lignes sont largement inférieures aux pertes introduites par les CL aux fréquences plus hautes. Elles peuvent être dues aux pertes diélectriques, conductrices ou par rayonnement :

- Les pertes diélectriques sont les pertes introduites par le substrat utilisé. Le paramètre qui permet de caractériser les pertes diélectriques est le facteur de dissipation $\tan\delta$. Plus ce facteur est faible, plus les pertes dans le diélectrique sont faibles.
- Les pertes conductrices sont généralement introduites par l'effet de peau. Ce phénomène électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance des courants à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur, ce qui augmente la résistance de celui-ci causant ainsi des pertes par effet joule. ce phénomène est d'autant plus visible pour des fréquences très élevées.
- Les pertes par rayonnement peuvent apparaître suite à une mauvaise conception du circuit. En particulier à des fréquences très hautes. C'est pour cette raison qu'il est important de bien contrôler les dimensions des lignes lors de la conception. En général, des simulations électromagnétiques sont réalisées afin de déceler ce phénomène.

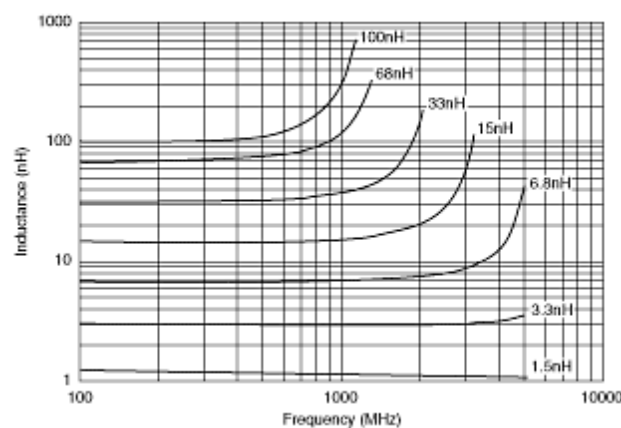


Figure I-33. Caractéristique d'inductances Murata en fonction de la fréquence [38]

L'adaptation représentée sur la Figure I-34(a) a été réalisée dans [39] pour les bandes GSM-1800 et UMTS-2100, elle utilise deux stubs parallèles en court-circuit et circuit ouvert et un stub en série. Les dimensions des lignes sont optimisées pour avoir un comportement bi-

bandes. La Figure I-34 (b) expose un redresseur présenté dans [40] conçu pour une fréquence de 5,8GHz. Le même type d'adaptation est utilisé. Ces deux redresseurs utilisent des lignes microrubans.

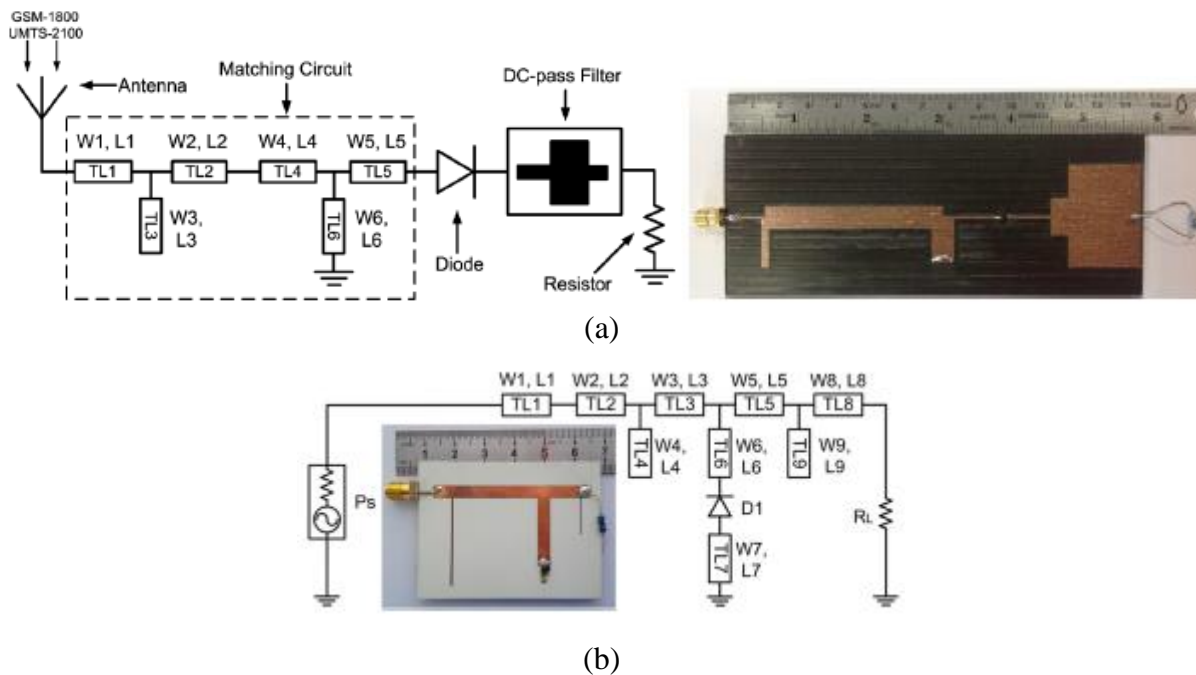


Figure I-34. Exemples de redresseur utilisant une adaptation avec des lignes microruban [39] [40]

Il est possible d'utiliser des lignes avec un mode de propagation différentiel telles que les CPS (CoPlanar Stripline), en particulier pour les topologies « shunt » (diode montée en parallèle). C'est le cas de la structure réalisée dans [41] en 2002 (Figure I-35). Cette rectenna a un comportement bi-bandes ($f_1=2,45\text{GHz}$ et $f_2=5,8\text{GHz}$). Le circuit d'adaptation est composé d'une capacité (lignes inter-digitées) et d'une inductance (lignes de transmissions CPS). Des filtres coupe-bandes sont utilisés afin de bloquer les harmoniques à 4,9GHz et 7,35GHz.

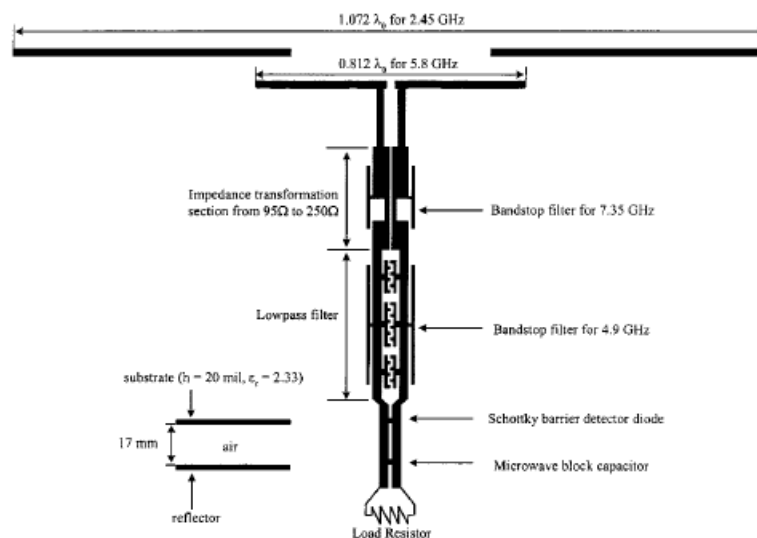


Figure I-35. Rectenna bi-bande à 2.45GHz et 5.8GHz utilisant une adaptation avec des CPS [41]

c) Circuit d'adaptation mixte

Le circuit d'adaptation mixte est un mélange des deux types d'adaptation présentés plus haut, Il permet de s'affranchir partiellement des pertes en limitant le nombre de composants, tout en ayant la possibilité de faire un « tuning » après fabrication. En revanche, l'utilisation des CL limite la fréquence. Les circuits présentés sur la Figure I-36 utilisent ce type d'adaptation. L'adaptation est effectuée en utilisant des inductances et des stubs en court-circuit et radiaux. La Figure I-36 (a) présente un redresseur large bande qui couvre trois fréquences de fonctionnement, U.K. GSM-1800/4G ($f_1=1,8\text{GHz}$), 3G/UMTS2100 ($f_2=2,1\text{GHz}$) et WLAN $f_3=2,5\text{GHz}$ [30]. La Figure I-36 (b) présente un redresseur bi-bandes conçu pour récupérer l'énergie aux fréquences $f_1=915\text{MHz}$ et $f_2=2,45\text{GHz}$ [24].

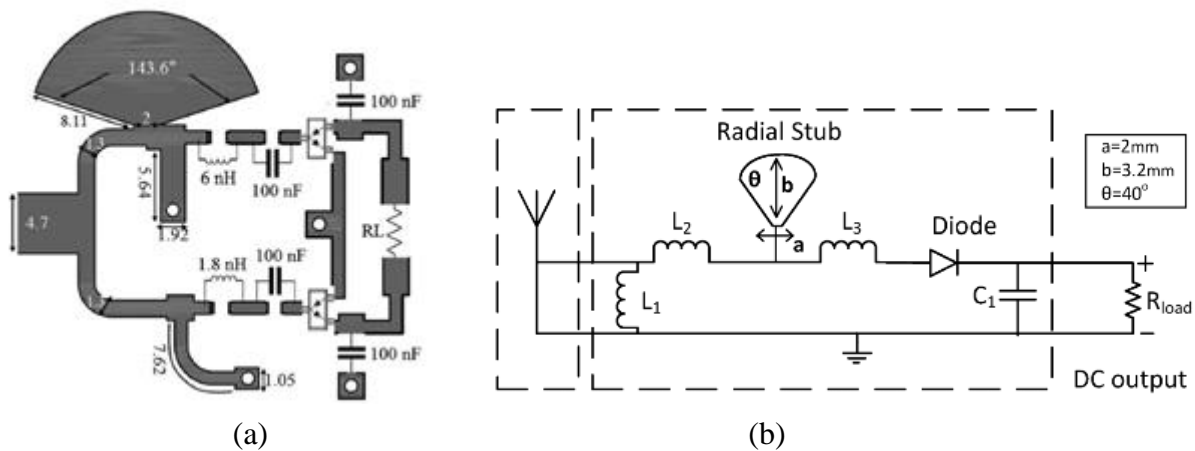


Figure I-36. Exemple de redresseurs avec un circuit d'adaptation mixte (a) redresseur large bande [30] (b) redresseur bi-bande [24]

d) Adaptation complexe conjuguée

Les techniques d'adaptation présentées auparavant sont généralement utilisées pour une adaptation sur 50Ω en entrée. L'avantage d'une telle adaptation est qu'elle permet, en cas de fabrication du redresseur seul, de le connecter aux appareils de mesure pour le caractériser, tels que le générateur de puissance, l'analyseur de réseau, le wattmètre... qui ont généralement une impédance d'entrée de 50Ω . L'adaptation 50Ω est également utilisée pour relier les redresseurs à des antennes qui ont une impédance d'entrée 50Ω telles que les patches. Cependant, au-delà des pertes introduites par les circuits d'adaptation comme cela a été vu avant, ceux-ci occupent une surface non négligeable, ce qui cause des soucis de compacité. Pour pallier ce problème, une technique d'adaptation consistant à adapter l'antenne directement à l'entrée du redresseur par complexe conjugué a été développée. Cette technique a été utilisée dans [29], dans un premier temps, l'impédance de l'antenne a été déterminée par simulation à la fréquence fondamentale ($f_1=2,45\text{GHz}$). Ensuite, le redresseur a été optimisé avec le logiciel ADS (Advanced Design System) pour trouver l'impédance complexe

conjuguée à celle de l'antenne à la fréquence fondamentale, Concrètement, l'adaptation se fait en contrôlant la position de la capacité de filtrage et de la charge. En d'autres termes, en contrôlant les distances diode-capacité et capacité-charge, les valeurs de la capacité et de la charge sont également à prendre en compte, en particulier celle de la charge. La Figure I-37 montre la rectenna, aucun circuit d'adaptation n'est utilisé, ce qui résulte en une structure plus compacte.

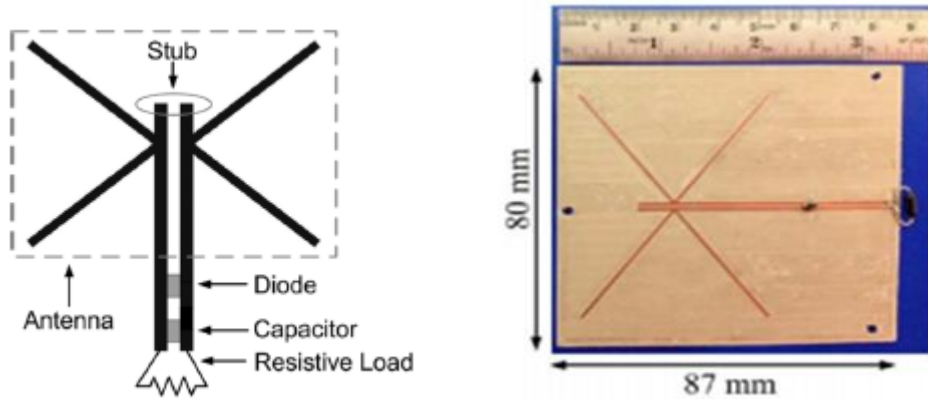


Figure I-37. Antenne à dipôles croisés avec une adaptation complexe conjuguée [29]

V.2.2. Influence de PR_{Fin}

Etant donné les fluctuations que peuvent connaître les sources d'énergie, les redresseurs sont généralement optimisés pour fonctionner sur une large dynamique de puissance RF, l'efficacité maximale est atteinte à une valeur précise de PR_{Fin} , mais l'objectif est de garder un bon rendement sur une large plage autour de cette valeur. Dans [42], l'efficacité du redresseur est donnée pour une puissance RF en entrée allant de -30dBm à -5dBm à une fréquence de 868MHz, l'efficacité mesurée évolue de 4% (à -30dBm) à 35% (à -5dBm). L'article [43] donne l'évolution du coefficient de réflexion simulé en fonction de la puissance RF en entrée, la courbe affiche une bonne adaptation entre -35,7dBm et -7,8dBm. Les Figure I-38(a) et Figure I-38(b) représentent le S_{11} et l'efficacité en fonction de PR_{Fin} .

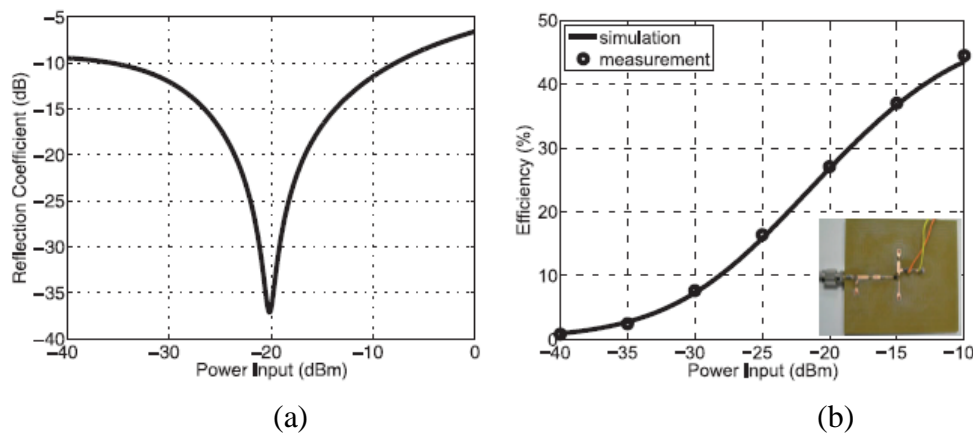


Figure I-38. Résultats en fonction de PR_{Fin} [43] (a) du coefficient de réflexion (b) de l'efficacité

Comme le montre la Figure I-38, malgré une meilleure adaptation à -20dBm, l'efficacité continue d'augmenter et est maximale à $P_{in} = -10\text{dBm}$, l'évolution du tracé prédit que l'efficacité est encore plus élevée pour des puissances RF plus importantes. Ceci est dû, entre autres à la sensibilité de la diode utilisée. En effet, la tension de seuil ainsi que sa résistance série limitent les performances de la diode quand la puissance en entrée est très faible, la diode n'est pas complètement dans son régime linéaire à $P_{in} = -20\text{dBm}$. Mais quand $P_{RF_{in}}$ croît, la diode devient de plus en plus passante et par conséquent, l'efficacité augmente.

V.2.3. *Influence de la fréquence*

Le choix de la fréquence est imposé par la fréquence de la source émettrice, l'antenne et le redresseur doivent être accordés à la même fréquence. Pour les rectennas, les bandes visées sont généralement les bandes ISM (Industrielle, Scientifique et Médical). Comme pour tous les circuits RF, cette opération est réalisée à l'aide du circuit d'adaptation. Comme cela a été évoqué plus haut, ce dernier peut être composé de composants localisés tels que les capacités et les inductances ou des circuits équivalents en éléments distribués tels que les stubs et les lignes quart d'onde. L'énergie RF ambiante peut être récupérée à une seule fréquence ou à plusieurs fréquences [44].

V.2.4. *Influence de la charge*

La charge va également influencer le rendement global de la rectenna, l'efficacité est atteinte généralement pour une valeur spécifique de la charge, cette charge peut, ou pas, être la charge du capteur qui doit être alimenté. Il y a deux critères sur lesquels le raisonnement doit être fait lorsque nous parlons de la charge, à savoir la tension DC et l'efficacité. Si l'objectif est d'atteindre une tension DC maximale, il suffit d'augmenter la valeur de la charge en sortie. En revanche, si l'objectif est d'atteindre l'efficacité maximale, dans ce cas un travail d'optimisation doit être effectué afin de déterminer la charge optimale. Cette charge dépend, entre autres, de la puissance RF et de la fréquence. La rectenna présentée dans [45] est une rectenna bi-bande qui fonctionne aux bandes ISM 900MHz et 2,4GHz. Les courbes de l'efficacité en fonction de la charge montrent que la charge optimale obtenue à 900MHz n'est pas la même charge optimale obtenue à 2,4GHz comme ceci est illustré dans la Figure I-39. La charge optimale est égale à $70\text{k}\Omega$ et $25\text{k}\Omega$ pour 900MHz et 2,4GHz, respectivement.

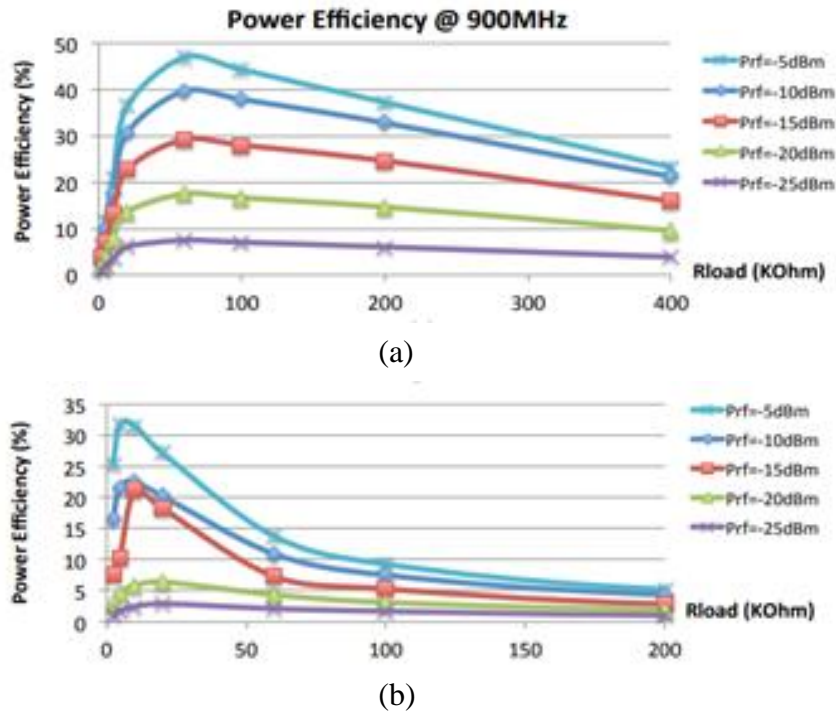


Figure I-39. Efficacité en fonction de la charge pour différentes valeurs de P_{RF} en entrée (a) à 900MHz et (b) 2,4 GHz [45]

VI. ETAT DE L'ART DES RECTENNAS

Ces dernières années ont connu le développement d'un grand nombre de rectennas, mono-bande, multi-bandes et large bande pour des applications diverses. Un intérêt particulier a été donné aux bandes ISM, du GSM (868MHz-900MHz) au WiMax (5,8GHz), car l'énergie électromagnétique ambiante est disponible majoritairement à ces fréquences pour les applications civiles, ces rectennas pourraient contribuer à l'alimentation de capteurs sans fil à faible consommation utilisés pour des applications telles que, le suivi des patients [46], suivi de la structure d'avion [46], suivi de structures [22] etc... Les tags RFID pourraient également utiliser comme source d'alimentation l'énergie électromagnétique, en particulier les tags RFID passifs. D'autres rectennas ont été développées à des fréquences à des bandes de fréquences plus hautes. Les bandes Ku et Ka ont connu le développement de quelques structures pour des applications spatiales.

VI.1. Rectenna entre 900MHz et 5.8 GHz

Comme cela a été dit plus haut, les bandes GSM, UMTS, 4G, Wi-Fi et Wimax ont connu un intérêt particulier du fait de la disponibilité d'énergie électromagnétique à ces fréquences sur notre planète. Dans ce contexte, plusieurs rectennas ont été réalisées à ces fréquences, toutes avaient pour but d'atteindre des efficacités élevées. La Figure I-40 montre quelques-unes de ces réalisations.

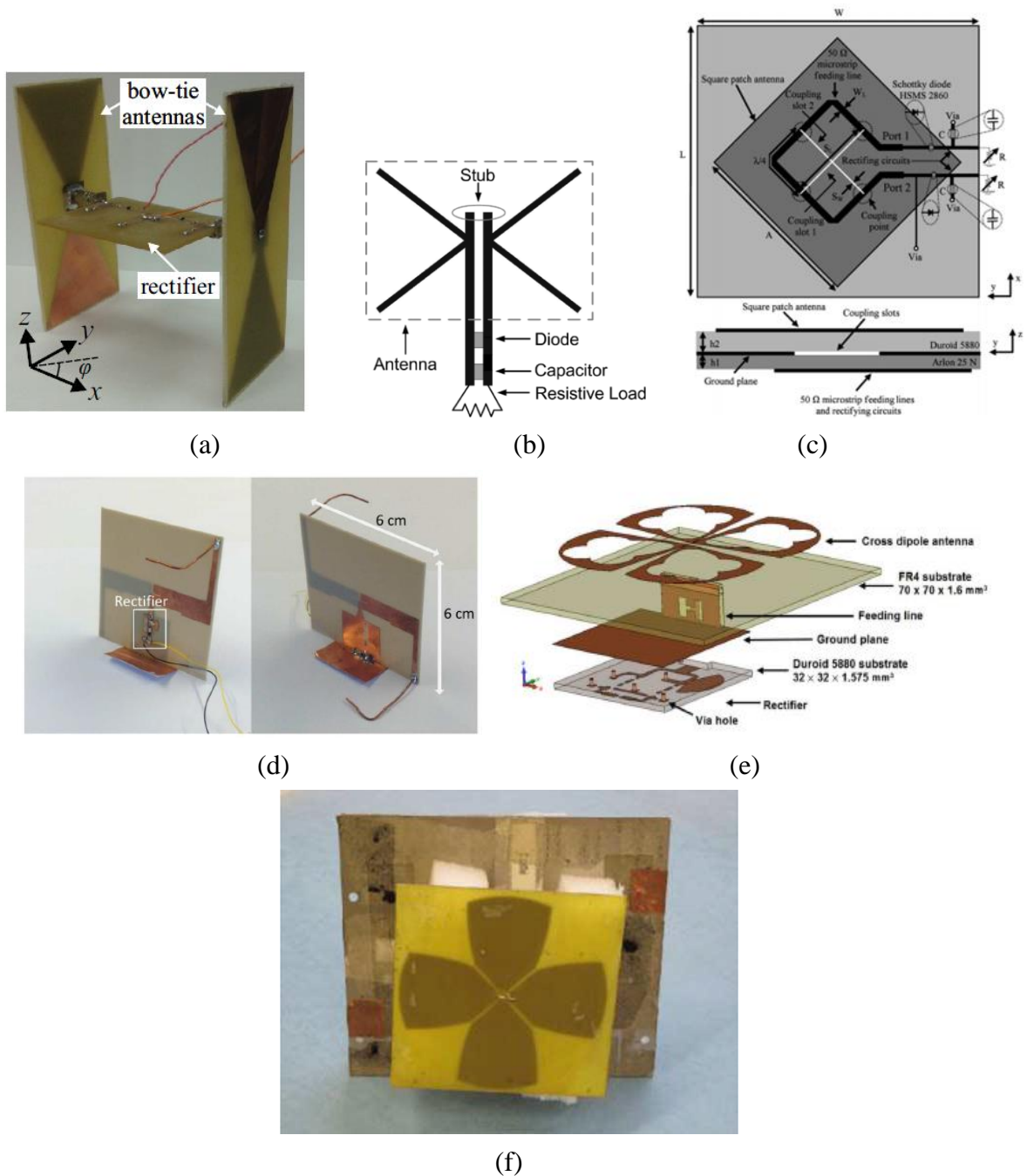


Figure I-40. Rectennas réalisées aux fréquences ISM

La structure de la Figure I-40 (a) est une association de deux rectennas composées par deux antennes Bow-tie et deux redresseurs utilisant une simple diode en série (Figure I-41). Les deux courants en sortie des diodes sont sommés par la suite [47]. La rectenna est conçue pour fonctionner autour de 868MHz, le gain total simulé est de 4,4dBi, le rayonnement total de la rectenna n'est pas omnidirectionnel. Lorsqu'une antenne rayonne, l'autre agit comme un élément parasite.

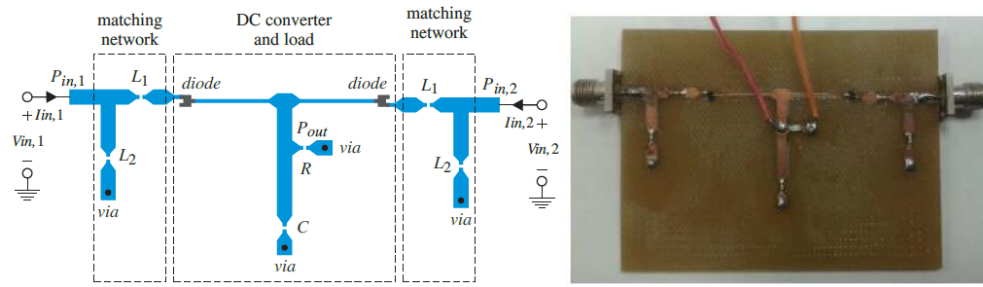


Figure I-41. Redresseurs à 868MHz [47]

La puissance DC et l'efficacité de la rectenna sont données dans la Figure I-42. Une efficacité de 40% est obtenue pour une densité de puissance en entrée de $1\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

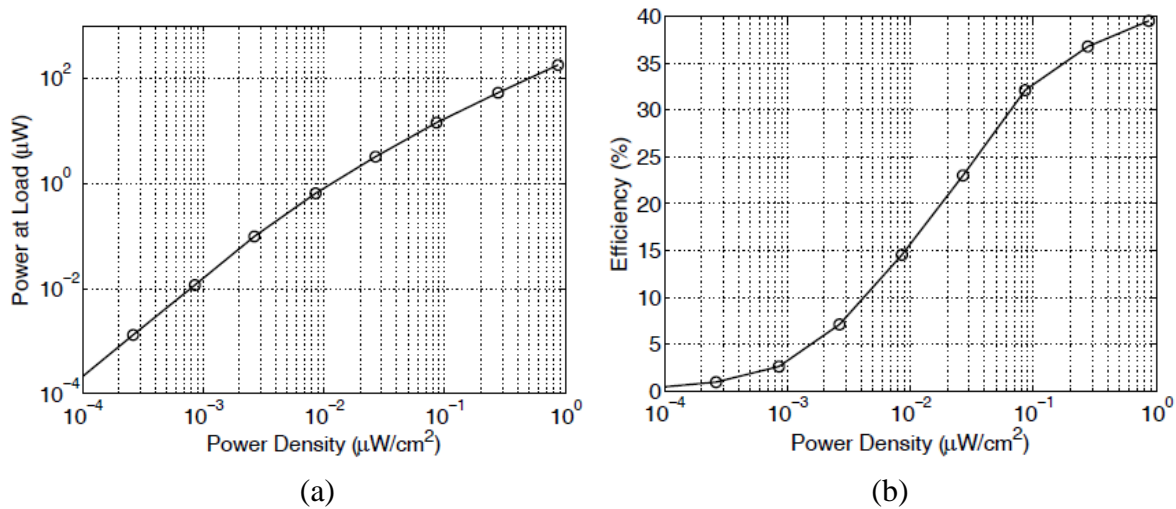


Figure I-42. Résultats en fonction de la densité de puissance (a) Puissance DC au niveau de la charge [47] (b) efficacité

En 2012, Hucheng Sun a publié la rectenna de la Figure I-40 (b). il s'agit d'une rectenna mono-bande opérant à 2,45GHz [29]. L'antenne utilisée est un réseau de deux dipôles croisés connectés au redresseur par des ligne CPS (CoPlanar Stripline), la diode utilisée est une diode Schottky du commerce HSMS2852 [48]. L'antenne est placée devant un réflecteur qui permet d'augmenter le gain de l'antenne. Pour caractériser l'antenne, il a fallu réaliser une transition CPS-Microstrip [49] utilisant des stubs comme le montre la Figure I-43.

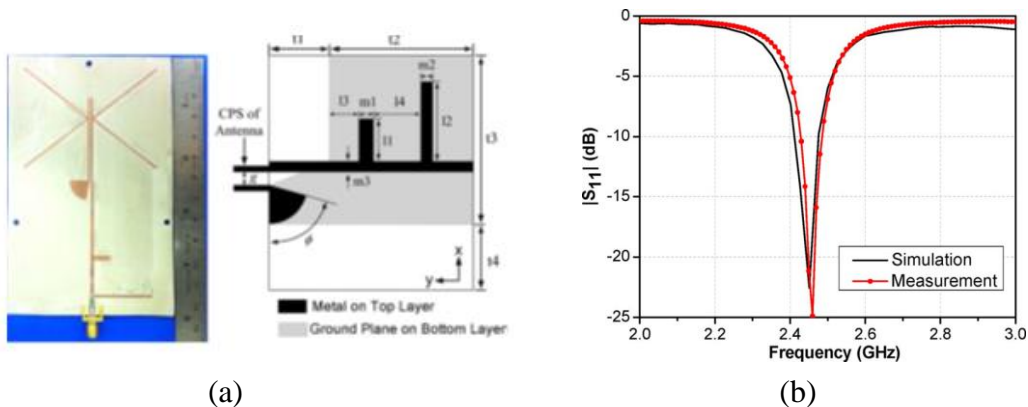


Figure I-43. (a) Antenne à dipôles croisés à 2,45GHz avec transition CPS/microstrip (b) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [29]

L'antenne est adaptée à 2,45GHZ avec un coefficient de réflexion égal à -22dB. Le gain obtenu est de 8,6dBi et l'angle d'ouverture à -3dB est de 60°.

Comme cela a été dit avant, l'adaptation de l'antenne au redresseur est réalisée par complexe conjuguée en jouant sur les positions de la diode, la capacité de filtrage et la charge. La diode est montée en parallèle. L'efficacité maximale obtenue est de 83% pour une charge de 1400Ω. La Figure I-44 présente l'efficacité en fonction de la densité de puissance pour trois valeurs de charge.

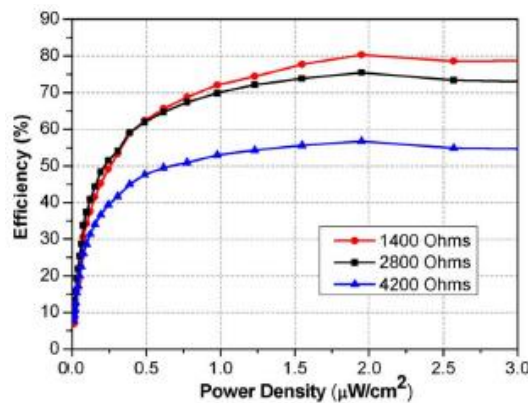


Figure I-44. Efficacité de la rectenna en fonction de la densité de puissance pour trois charges [29]

La structure de la Figure I-40 (c) est une rectenna mono-bande à polarisation circulaire opérant à 2,45GHz. Il s'agit d'une structure à trois couches : sur la couche supérieure se trouve l'antenne patch réalisée sur Duroïd 5880 tandis que le patch est excité par couplage en utilisant une ligne microstrip placée sur la couche inférieure. L'excitation se fait via deux fentes croisées réalisées sur le plan de masse (la couche du milieu), 4 points d'excitation existent, comme le montre l'image de la Figure I-40 (c). Ces points d'excitation sont déphasés de 90°, ce qui permet d'obtenir une polarisation circulaire. Le redresseur est composé d'une simple diode HSMS2860 [50] en série, le circuit d'adaptation est composé d'un stub en court-circuit. La Figure I-45 expose les résultats (tension et efficacité) obtenus pour les deux polarisations. La charge optimale est de 1,6 kΩ. Pour la première polarisation (port 1), une efficacité de 63% est obtenue, tandis que pour la deuxième polarisation (port 2) l'efficacité est de 59% pour une densité de puissance de l'ordre de 0,5mW/cm² [51].

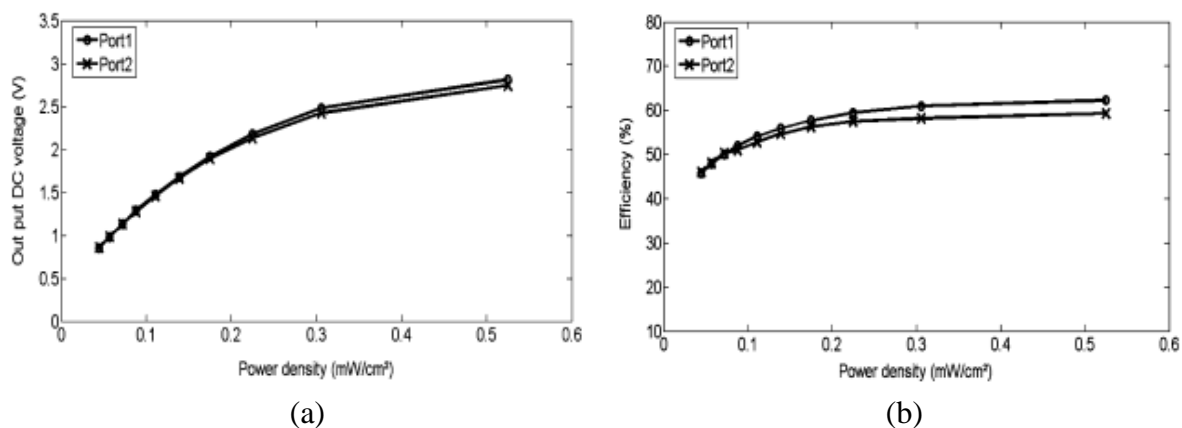


Figure I-45. Résultats en fonction de la densité de puissance [51] (a) tension DC (b) efficacité

La rectenna de la Figure I-40 (d) est une rectenna bi-bande fonctionnant autour de 900MHz et 2,45GHz. Elle a été réalisée par Kyriaki Niotaki en 2013 [24]. Elle utilise un dipôle plié sur les bords pour des soucis de compacité. Les dimensions de l'antenne sont de 60x60x60mm³. Les gains mesurés à 900MHz et 2.45GHz sont respectivement de 1.87dBi et 4.18dBi. Une fente est introduite au centre de l'antenne pour exciter la deuxième résonnance. Un redresseur avec une diode série est utilisé, la propriété bi-bande du redresseur est obtenu en utilisant un circuit d'adaptation mixte (a-3). Le redresseur utilise une topologie série (Figure I-46).

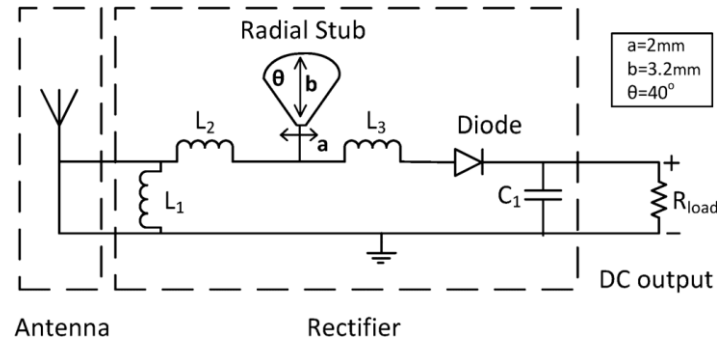


Figure I-46. Redresseur bi-bandes à 915MHz et 2.45GHz [23]

L'efficacité obtenue est de 48% et 39% respectivement à 915 MHz et 2,45GHz pour une puissance en entrée de 0dBm et une charge de 2,2k Ω . Sur la Figure I-47(a), nous pouvons clairement observer la propriété bi-bande de la rectenna. La Figure I-47(b) exprime l'efficacité en fonction de la puissance Pin à l'entrée du redresseur pour les deux fréquences, de manière séparée et simultanément.

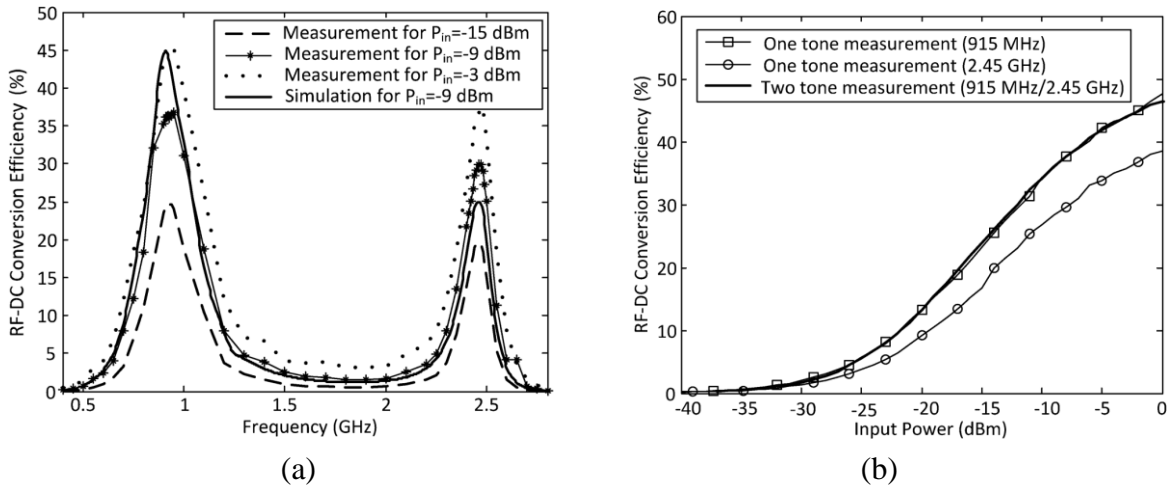


Figure I-47. Efficacité en fonction de [23 (a) fréquence (b) puissance RFin]

Il est souvent nécessaire d'aller au-delà de deux bandes de fréquences. Ceci est réalisable en utilisant une antenne large bande qui permet de couvrir les bandes ISM allant de 900MHz à 2,5GHz. C'est le cas des rectennas (e) et (f). Ces deux structures utilisent la topologie multi-bandes où plusieurs redresseurs sont montés en parallèle (cf. Figure I-17 (b)).

La rectenna de la Figure I-40 (e) opère à 3 fréquences : 1,85GHz, 2,15 GHz et 2,4GHz. Le redresseur utilisé est composé d'un circuit de redressement double alternance « Greinachar » et de deux circuits d'adaptation (Figure I-48), le premier circuit d'adaptation est composé d'un stub radial, un stub en court-circuit et d'une inductance, il permet l'adaptation à 1.8GHz et 2,5GHz. Le second est composé d'un stub en court-circuit et d'une inductance et permet d'avoir une bonne adaptation à 2,1GHz, les dimensions de la rectenna sont de 70x70x13,2 mm³ [30].

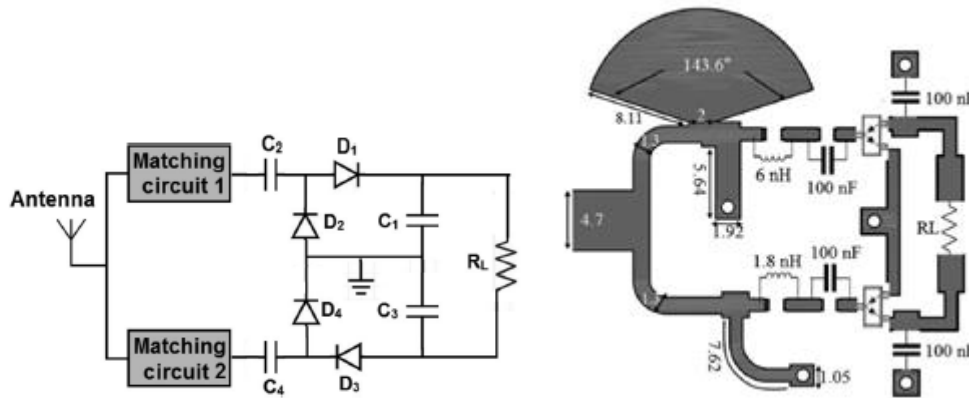


Figure I-48. Redresseur double alternance « Greinachar » avec les deux branches d'adaptation [30]

Comme cela a été expliqué plus haut, le niveau de puissance RF reçu par l'antenne a été mesuré (cf. Figure I-26). La Figure I-49 (a) montre la puissance RF reçue dans un bureau de travail. L'efficacité est présentée sur la Figure I-49 (b) pour une charge de 14,7KΩ. L'efficacité maximale obtenue est de 54.9% à -10dBm.

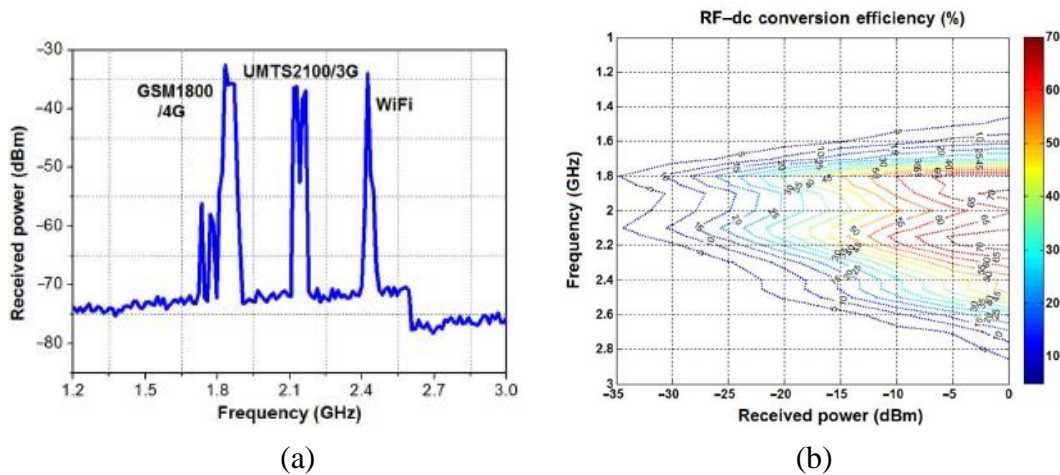


Figure I-49. Niveau de puissance reçu par l'antenne (b) efficacité en fonction de la fréquence et de PRFin [30]

La rectenna de la Figure I-40 (f) est une rectenna tetra-bandes couvrant les fréquences GSM900, GSM1800, UMTS2100 et Wi-Fi [25]. L'antenne utilisée est un dipôle large bande et le redresseur est un doubleur de tension. La structure du doubleur de tension a été modifiée en introduisant une sortie différentielle dans le but d'empêcher les interférences DC entre les

branches (Figure I-50). Le gain en fonction de la fréquence est donné dans la Figure I-51 (a), il est égal à 6dBi sur toute la bande.

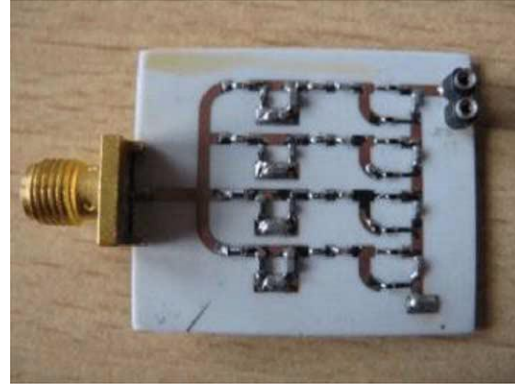
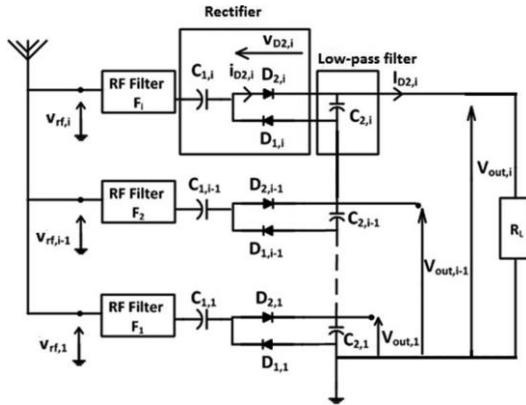


Figure I-50. Redresseur multi-bandes avec doubleur de tension différentiel [25]

Le circuit d'adaptation est un circuit en π composé d'inductances et de capacités. Véronique Kuhn a démontré dans cet article que l'on pouvait récupérer plus d'énergie lorsque le nombre de sources augmentait. Les résultats de mesures sont illustrés sur la Figure I-51 (b). La tension DC récupérée par le redresseur est représentée pour une charge de 11 k Ω lorsqu'on injecte à son entrée une puissance RF en utilisant une, deux, trois et quatre sources à quatre fréquences différentes. La tension DC augmente à chaque fois qu'une source est ajoutée.

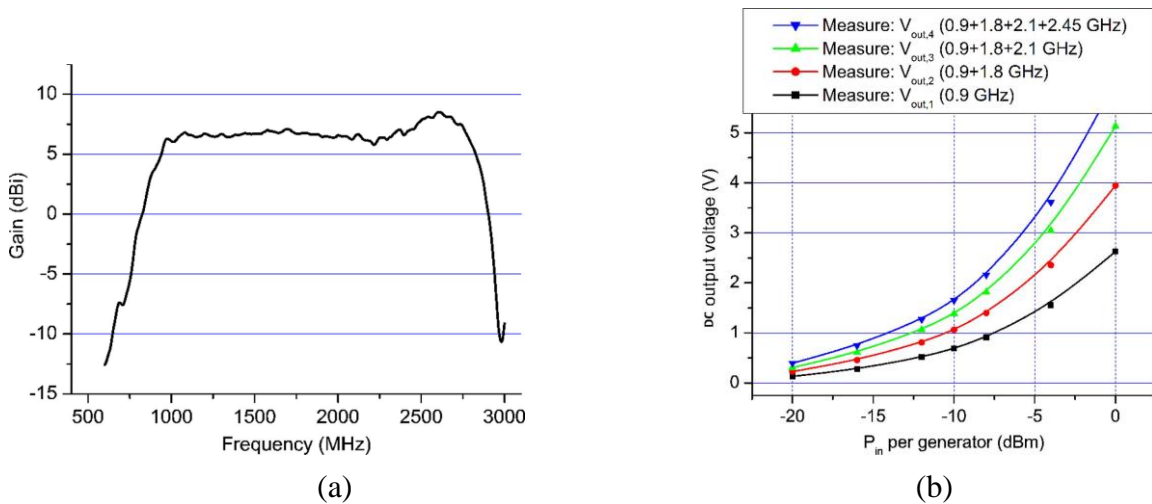


Figure I-51. Caractéristiques de la rectenna [25] (a) gain de l'antenne en fonction de la fréquence (b) tension DC en fonction de PRFin injectée à l'entrée du redresseur

VI.2. Rectenna pour les hautes fréquences

La bande K/Ka a également connue le développement de quelques rectennas, la structure de la Figure I-52 (a) a été conçue pour une fréquence de 24GHz, elle est composée d'un réseau d'antennes patch à polarisation circulaire et d'un redresseur utilisant une diode schottky MACOM « MA4E1317 » [52] choisie pour les faibles valeurs de sa résistance série $R_s=4\Omega$,

sa capacité de jonction $C_{j0}=0,02\text{pF}$ et sa forte tension de claquage $V_b=7\text{V}$ qui permet de monter à de fortes puissances. Les filtres utilisent des « butterfly stub » et des stubs en circuit ouvert. La rectenna a été conçue pour des faibles et moyennes puissances, la topologie simple diode en série est celle qui a été choisie.

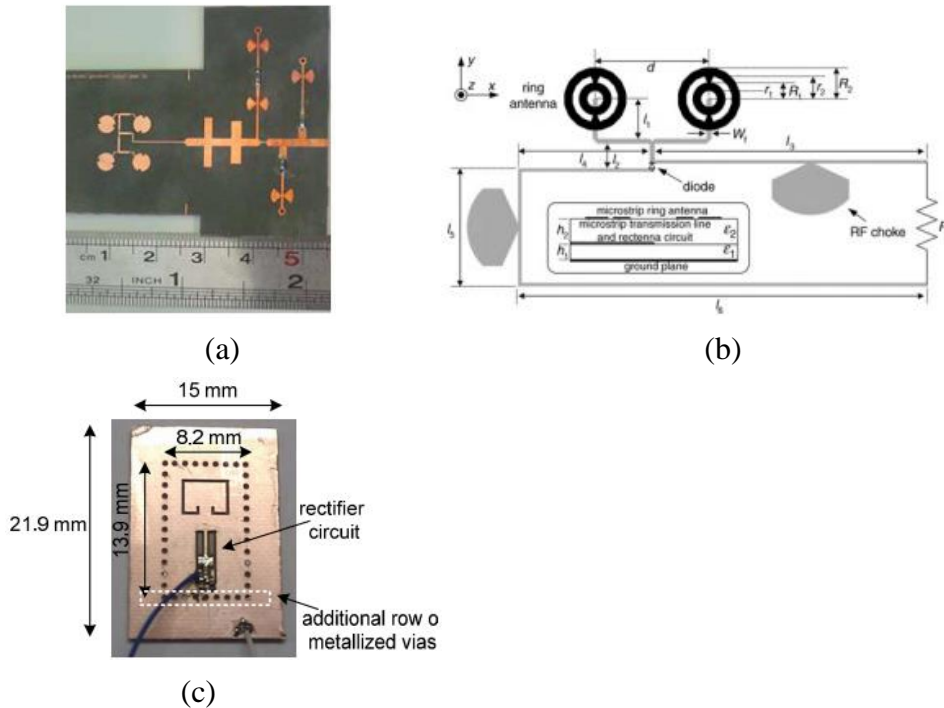


Figure I-52. Rectenna en bande Ka

L'antenne a été réalisée sur deux couches, la première couche contient l'antenne. La deuxième couche est une cavité SIW (Substrate Integrated Waveguide) qui a été rajoutée pour élargir la bande passante, tout en gardant une bonne efficacité [53].

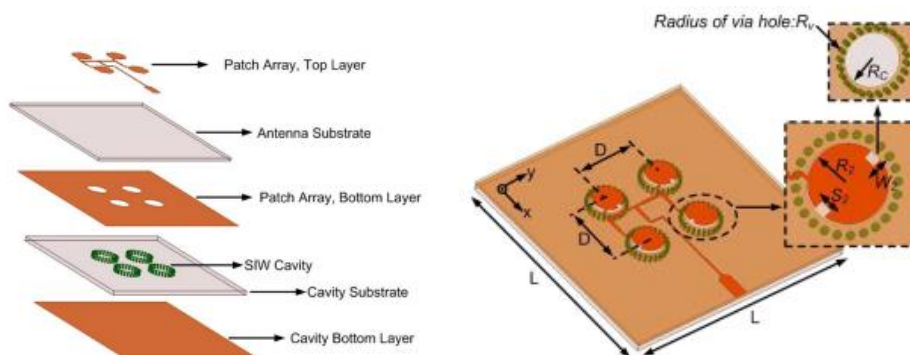


Figure I-53. Réseau d'antennes patches circulaires avec cavité SIW [53]

La tension DC et l'efficacité obtenues sont données sur la Figure I-54 en fonction de la densité de puissance.

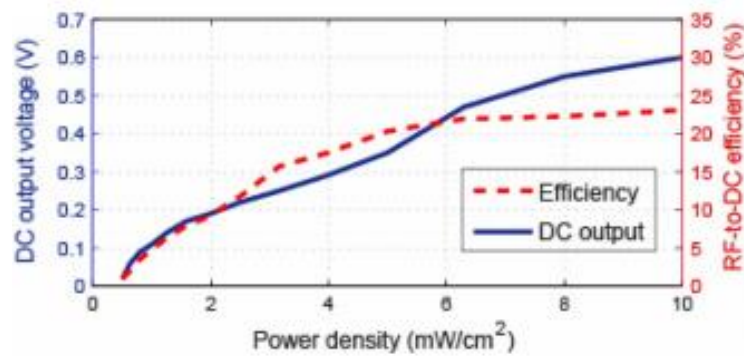


Figure I-54. Tension DC et efficacité de la rectenna (a) en fonction de la densité de puissance [53]

La rectenna de la Figure I-52 (b) a été conçue pour fonctionner à 35GHz, elle est composée d'un réseau de deux antennes anneaux couplés « proximity-coupled ring » ayant un gain de 4,54dBi, la distance entre les deux antennes a été optimisée pour rejeter l'harmonique $2f_0$, deux « self de choc » sont utilisées pour bloquer les signaux RF générés par la diode, la charge R_L est de 50Ω . Deux autres réseaux utilisant les mêmes antennes (1x2 et 2x2) ont été développés et caractérisés [54]. La Figure I-55 expose les résultats de ces trois réseaux. Elle montre que la tension DC augmente quand le nombre d'antennes utilisées augmente, en revanche la courbe de l'efficacité ne subit pas de changement important.

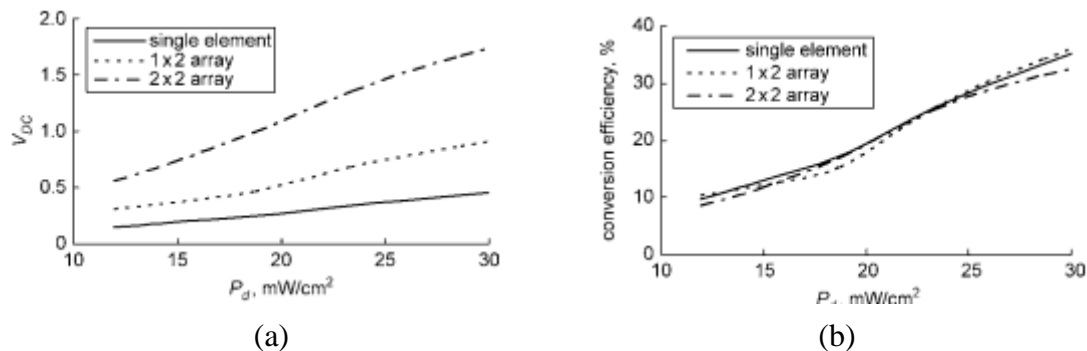


Figure I-55. Résultats de la rectenna [54] (b) en fonction de la densité de puissance (a) tension DC (b) efficacité

La structure de la Figure I-52 (c) est une SIW rectenna, opérant autour de 24GHz, composée d'une antenne patch positionnée à l'intérieur d'une cavité SIW. La fréquence de résonance de l'antenne est de 24,5GHz, la technologie SIW permet d'améliorer les performances de l'antenne. Le redresseur est composé d'une simple diode MACOM « MA4E2502L » [55] montée en série et un circuit d'adaptation utilisant des stubs. La Figure I-56 montre le redresseur utilisé et l'efficacité de conversion en fonction de la fréquence, à trois niveaux de puissance RF en entrée, l'efficacité est maximale à 25,7GHz pour les trois cas [56].

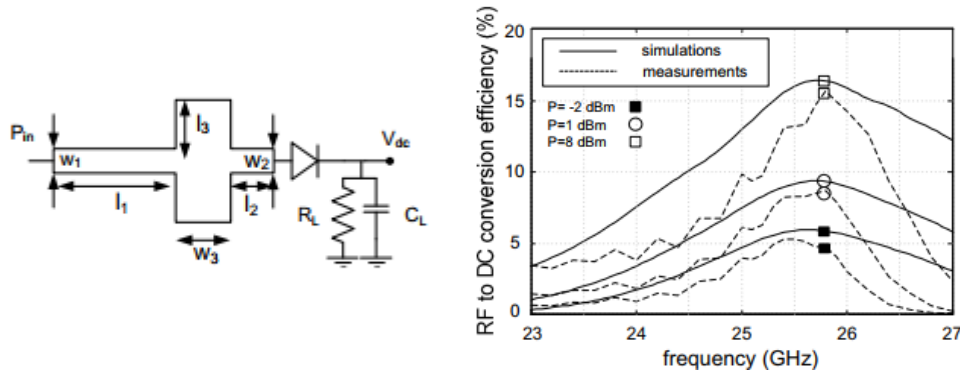


Figure I-56. Redresseur utilisé et l'efficacité obtenue en fonction de la fréquence [56]

VI.3. Rectenna utilisant des transistor MOSFET

Des redresseurs à base de MOS ont également été développés ces dernières années grâce à l'évolution des techniques d'intégration des circuits. Dans [57], une étude plus approfondie d'un MOS utilisé pour le redressement a été effectuée. L'article [58] effectue une comparaison entre un redresseur MOS « multiplieur classique » et un redresseur MOS « multiplieur cross-connected » exposés sur la Figure I-57.

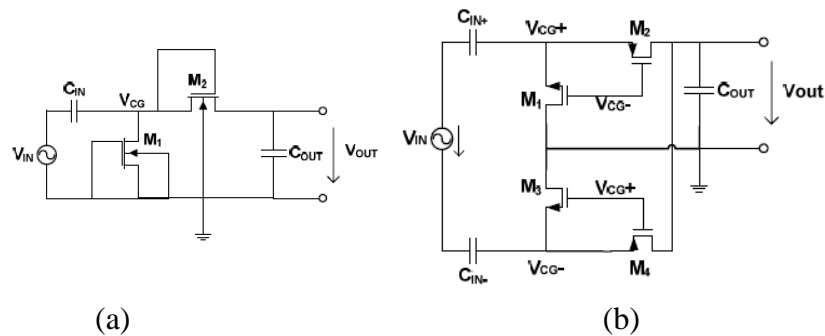


Figure I-57. Topologies de redresseurs MOS [58] (a) multiplieur classique (b) multiplieur cross-connected

Comme cela est expliqué dans [58], il est possible de cascader plusieurs étages afin d'augmenter la tension DC en sortie. La Figure I-58 présente quelques redresseurs à base de MOS. Les circuits MOS équivalents à ces redresseurs sont présentés sur la Figure I-59.

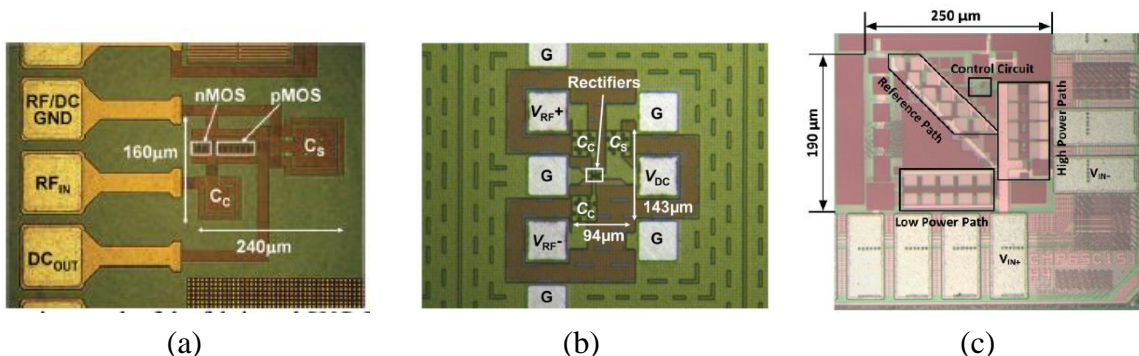


Figure I-58. (a) redresseur avec une technique d'annulation de V_{th} en 0.35 μ m CMOS process [59] (b) redresseur différentiel en 0,18 μ m CMOS process [60] (c) redresseur cross-connected en 65nm CMOS process [61]

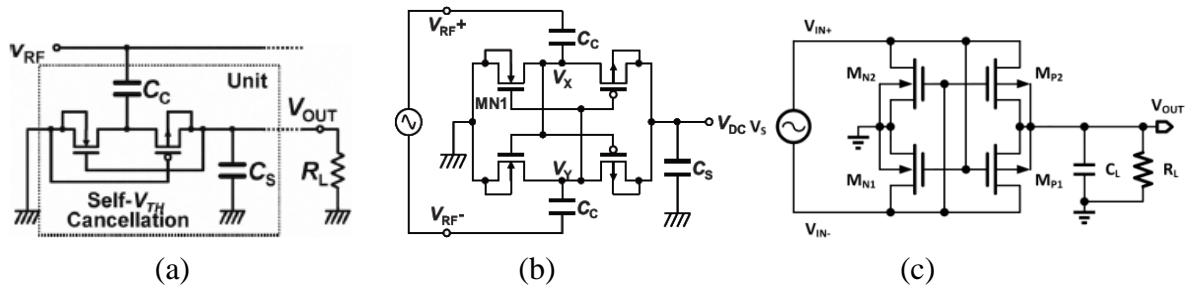


Figure I-59. Circuits équivalents (a) redresseur avec une technique d'annulation de V_{th} en $0,35\mu\text{m}$ CMOS process [59] (b) redresseur différentiel en $0,18\mu\text{m}$ CMOS process [60] (c) redresseur cross-connected en 65nm CMOS process [61]

Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté la rectenna, son principe de fonctionnement, les topologies existantes, les différents points critiques à prendre en considération lors de la conception d'une rectenna et nous avons passé en revue les différentes rectenna réalisées ces dernières années. Les prochains chapitres seront consacrés à la présentation du travail réalisé dans cette thèse, à savoir la récupération d'énergie électromagnétique pour des applications terrestres et spatiales pour l'alimentation de capteurs sans fil. Les fréquences ciblées sont les fréquences de la bande ISM allant de 868MHz à $5,8\text{GHz}$ pour les applications terrestres, et les bandes C, Ku et Ka pour les applications spatiales. Des structures mono-bandes et multi-bandes seront exposées avec des résultats de simulations et de mesures.

CHAPITRE II : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNAS POUR DES APPLICATIONS TERRESTRES

Depuis la moitié du 20^{ème} siècle, le concept de transmission d'énergie sans fil a connu une très grande expansion, les applications sans fil sont aujourd'hui nombreuses. Les capteurs communicants sans fil font partie de ces modules sans fil indispensables de nos jours pour le suivi (monitoring), la détection de mouvement, de température, etc. Ces capteurs utilisent le principe de transduction afin de convertir la grandeur physique en entrée en grandeur exploitable en sortie telle que la tension ou le courant. L'antenne par exemple, est un transducteur qui converti l'onde électromagnétique en signal radiofréquence. Le schéma bloc générique d'un capteur sans fil actif est donné sur la Figure II-1.

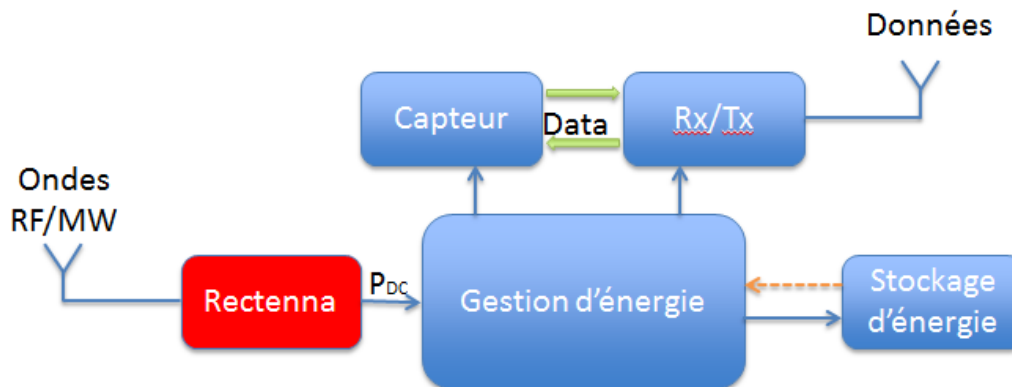


Figure II-1. Schéma bloc capteur sans fil

La rectenna est positionnée en amont du capteur sans fil, son rôle est de fournir l'énergie nécessaire à tous les modules de la Figure II-1. Le module de gestion d'énergie s'occupera de réguler et de distribuer de façon optimale cette énergie entre les différents éléments du capteur sans fil. Pour cela, une unité de stockage d'énergie, généralement une super-capacité ou une batterie, est utilisée. Cette dernière est indispensable quand on souhaite collecter efficacement de l'énergie électromagnétique. Le capteur (transducteur) et l'unité de gestion d'énergie ne consomment que quelques μW , le module qui consomme le plus d'énergie est le transceiver. En effet, au moment de l'envoi d'un paquet de données, le transceiver a besoin d'une plus grande quantité d'énergie, de l'ordre de 1 mW. Par conséquent, la rectenna doit fournir une puissance DC en sortie supérieure à 1mW pour une charge correspondant à celle du capteur. Toute la conception aura donc pour but d'optimiser au maximum l'antenne et le redresseur afin d'atteindre cet objectif. Pour ce faire, des logiciels de simulation d'antennes et de circuits ont été utilisés, ils sont présentés dans la prochaine section.

I. OUTILS DE SIMULATIONS ÉLECTRIQUES

Rappelons que lors de la conception de rectenna, l'antenne et le redresseur sont conçus séparément. Il est indispensable de procéder de cette manière pour avoir une idée claire des performances de chaque bloc et déceler les éventuels obstacles et problématiques susceptibles de dégrader ses performances. Pour ce faire, une modélisation numérique rigoureuse doit être

effectuée. Aujourd'hui, des outils de simulation numériques ont été développés et optimisés. Ils permettent de réaliser des simulations fiables avec une grande précision.

Dans cette thèse, la conception de l'antenne a été réalisée en utilisant le logiciel ANSYS HFSS [62]. Quant au redresseur, la simulation circuit a été réalisée avec le logiciel ADS [63], une combinaison avec le simulateur électromagnétique Momentum a été réalisée pour déceler les éventuels couplages susceptibles d'apparaître.

I.1. ADS+Momentum

ADS est l'acronyme pour "Advanced Design System", il est utilisé pour la conception et la simulation de circuits RF, il permet de réaliser des simulations circuit et électromagnétique dans les domaines temporel et fréquentiel. Dans ce travail de thèse, le redresseur est conçu et simulé sur ADS, l'environnement de simulation circuit contient les composants localisés et les modèles de lignes, nécessaires pour une simulation rigoureuse. Il contient également des outils tels que :

- « Impedance matching » qui permet de générer un circuit d'adaptation optimisé à partir des impédances d'entrée et sortie;
- « Smith chart » qui permet de concevoir un circuit d'adaptation à base de composants localisés, de lignes ou des deux, à partir des impédances de la source et de la charge;
- « LineCalc » qui permet de calculer les dimensions des lignes à partir des paramètres du substrat utilisés et de l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 (égale à 50Ω généralement).

Il contient également des modèles génériques de diodes et de transistors bipolaires ou MOSFET. Pour le redresseur, on utilise une diode Schottky du commerce en général. Il suffit d'intégrer manuellement les paramètres de la diode que l'on trouve dans la documentation technique au modèle de diode générique d'ADS ou d'intégrer directement le modèle de la diode en téléchargeant sa librairie et en l'important sur ADS. Pour une simulation réaliste du redresseur, la méthode Harmonic Balance (HB) est utilisée. Il s'agit d'une méthode d'analyse fréquentielle utilisée pour la simulation de systèmes non-linéaires. HB est une technique adaptée pour la simulation de circuits RF et microondes, tels que les mélangeurs, les amplificateurs de puissance, les oscillateurs, etc. Contrairement à une simulation AC ou S-parameters, la simulation HB donne une information sur la non-linéarité des circuits. Elle offre tout un ensemble de méthodes d'optimisation de types aléatoires ou itératives. Le dispositif à étudier est décomposé en sous-circuits linéaire et non-linéaire. Le sous-circuit linéaire est analysé dans le domaine fréquentiel, alors que le sous-circuit non-linéaire est analysé dans le domaine temporel, les résultats de l'analyse temporelle sont ensuite transposés dans le domaine fréquentiel par la Transformée de Fourier (TF). Une solution est trouvée si les courants d'interconnexion entre les sous-systèmes linéaire et non-linéaire, pour chaque harmonique, sont les mêmes. Les différents courants doivent être équilibrés pour chaque harmonique [64]. La Figure II-2 montre la simulation non-linéaire d'un circuit de

redressement sans circuit d'adaptation pour une fréquence de 2,45 GHz, une puissance RF en entrée de 0dBm et une charge de 5kΩ.

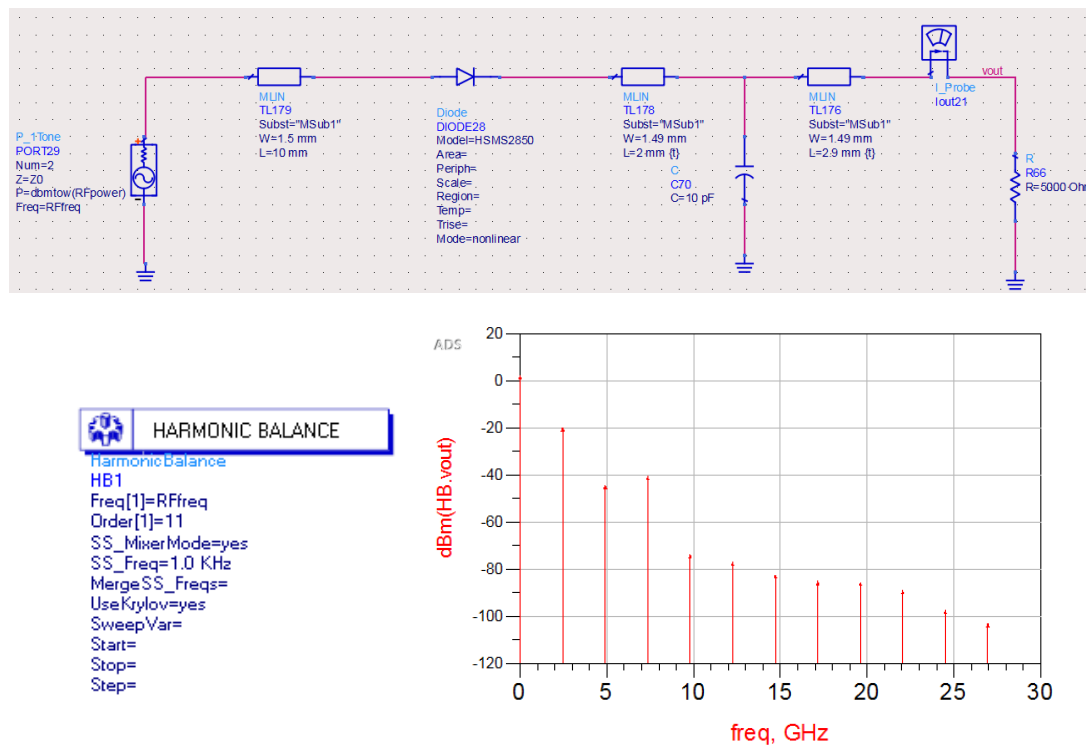


Figure II-2. Schéma circuit d'un redresseur et résultats associés avec simulation HB

Momentum est un logiciel de simulation 3D planaire électromagnétique basé sur la méthode des moments (MoM) et utilisé pour la modélisation et l'analyse de circuits RF passifs. Il est utilisé dans ce travail afin d'accroître la précision des simulations car il prend en compte quelques aspects qui ne sont pas pris en considération lors d'une simple simulation circuit tels que les couplages entre les composants, les trous métallisés (via-holes).

I.2. HFSS

HFSS est l'acronyme pour "High Frequency Structure Simulator". Il s'agit d'un logiciel commercial développé par ANSYS et il est dédié à la simulation électromagnétique de différentes structures, notamment des antennes, des circuits RF tels que les filtres, les lignes de transmission, les coupleurs, etc. HFSS emploie la méthode des éléments finis (FEM) et permet d'obtenir des solutions pour différents problèmes électromagnétiques en 3D. La Figure II-3 donne quelques structures simulées à l'aide de HFSS.

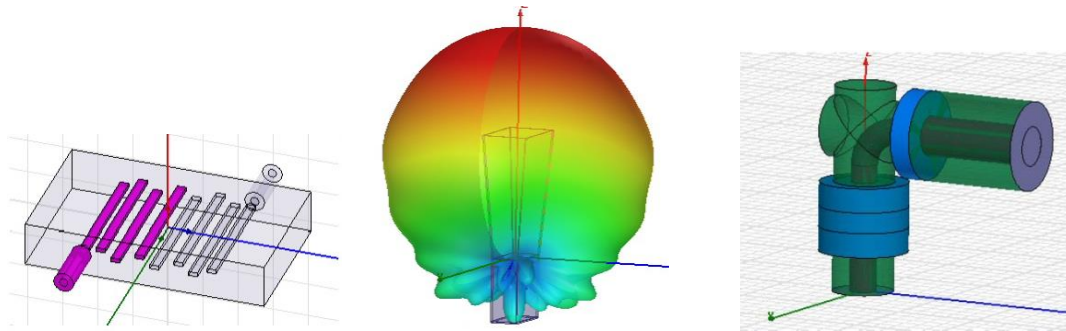


Figure II-3. Exemples de structures simulées à l'aide HFSS

La FEM est une méthode d'approximation numérique de solutions de problèmes aux limites statiques ou dynamiques tels que la diffusion thermique, la mécanique des milieux continus, l'électromagnétisme et tous les problèmes d'équations aux dérivées partielles (EDP) aux limites. Pour faire bref, à partir d'un problème différentiel aux limites linéaire, on trouve une formulation variationnelle associée équivalente, dont on calcule une approximation de la solution en la projetant sur un espace de dimension finie, ce qui revient à résoudre au final un système linéaire. L'appellation « éléments finis » vient de la décomposition du domaine d'étude en éléments, ils sont souvent représentés par un maillage comme représenté sur la Figure II-4 [65].



Figure II-4. Maillage de structures (d'après [65])

Dans ce travail de thèse, le logiciel HFSS a été utilisé pour la conception et la simulation des antennes. Il offre un outil de dessin 3D des antennes et permet de réaliser la simulation électromagnétique de celles-ci ainsi que la visualisation des résultats, à savoir le coefficient de réflexion en entrée, le diagramme de rayonnement en 2D ou 3D (en coordonnées cartésiennes ou polaires), l'impédance d'entrée, l'efficacité de rayonnement, le taux d'ellipticité, etc.

II. RECTENNA AVEC DIPOLE ARRONDI (DA) A 2,4GHz

II.1. Circuit de conversion RF-DC

II.1.1. Modèle électrique de la diode

La diode est l'élément clé dans un circuit de redressement. Il est important de choisir celle qui permettra d'atteindre les meilleures performances. Le modèle électrique de la diode est donné sur la Figure II-5. Il est constitué d'une source de courant en parallèle avec une résistance

série R_s et une capacité de jonction C_j , les composants L_p et C_p modélisant le boîtier de la diode.

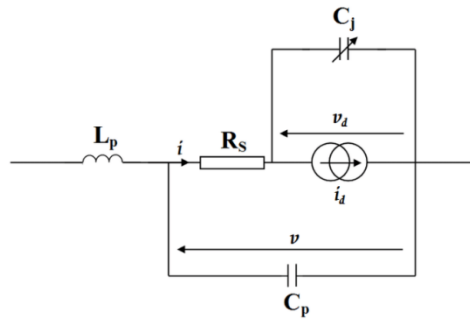


Figure II-5. Modèle électrique de la diode

Les diodes utilisées sont en général des diodes commerciales, leurs paramètres intrinsèques ne peuvent pas être modifiés. Cependant, il est primordial d'avoir une idée sur l'influence que ces paramètres peuvent avoir dans le cas du redressement des signaux afin de choisir la diode la plus adaptée, parmi ces paramètres il y a :

- La tension de seuil V_s : il faut que cette tension soit la plus faible possible pour permettre à la diode de fonctionner pour de faibles valeurs de tensions à ses bornes. C'est pour cette raison que les diodes Schottky sont privilégiées, elles présentent une tension de seuil faible (de l'ordre 150 mV à 250 mV) contrairement aux diodes classiques (0,6V)
- La résistance série R_s : elle modélise les pertes par effet joule de la diode. Une valeur faible de R_s signifie de faibles pertes dans la diode et donc un rendement élevé
- La capacité de jonction C_{j0} : elle doit également être de faible valeur. Elle est liée à C_d par l'équation (II – 1). C_d représente les effets de stockage de charge de la jonction. La diode atteint sa meilleure efficacité lorsque sa tension directe est proche de la tension de claquage. Cela correspond à une capacité de stockage C_d proche de 0. Il est donc important d'avoir la capacité de jonction la plus faible possible.

$$C_d = C_{j0} \left(1 - \frac{V_d}{P_B} \right) - M \quad (II - 1)$$

La complexité du redresseur vient du fait que ses différents blocs sont interdépendants et la modification de l'un de ces blocs impacte les performances du circuit dans son ensemble. Une étude rigoureuse a été effectuée sur les autres composants afin d'analyser leur impact sur les performances du circuit de conversion. L'optimisation du redresseur s'est faite à partir de l'étude de la sensibilité et de l'efficacité du redresseur vis-à-vis de ces paramètres.

II.1.2. Influence de la capacité de filtrage C_f

La capacité de filtrage est la partie du redresseur qui va bloquer le signal fondamental et les harmoniques en aval de la diode. Sa fréquence de coupure doit donc être inférieure à celle du signal fondamental. La valeur de la capacité de filtrage a été déterminée à partir de l'équation suivante :

$$C = \frac{1}{2\pi R f_c} \quad (II - 2)$$

Pour une charge R égale à $3k\Omega$ et une fréquence de coupure de $100MHz$, la capacité théorique est donc égale à $0,5pF$, si la valeur de cette capacité augmente, la fréquence de coupure sera naturellement encore plus basse. la Figure II-6 illustre l'évolution de l'efficacité du redresseur en fonction de la capacité de filtrage à $PRF_{in} = 0\text{ dBm}$ et $f = 2,4\text{ GHz}$. Nous avons choisi dans ce travail de retenir une valeur de capacité de $10pF$.

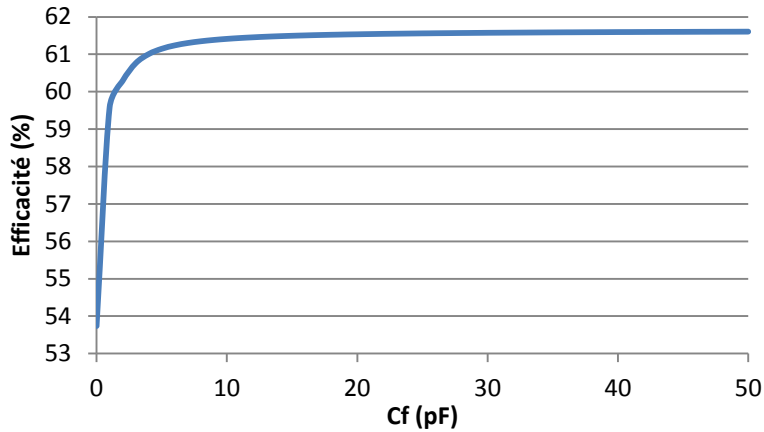


Figure II-6. Efficacité en fonction de la capacité de filtrage

II.1.3. Influence de la charge R_L

La charge R_L est un élément important de la chaîne de redressement. Sa valeur modifie l'impédance de la diode et contribue à la meilleure adaptation pour une valeur de charge donnée (dite charge optimale). Cette valeur est déterminée par simulation en faisant une étude paramétrique sur la valeur de la charge R_L . La Figure II-7 représente l'évolution de l'efficacité lorsque cette charge varie de 100Ω à $10k\Omega$ pour $PRF_{in} = 0\text{ dBm}$ et $f = 2,4\text{ GHz}$. La charge pour laquelle le rendement est maximal est de $2,3\text{ K}\Omega$.

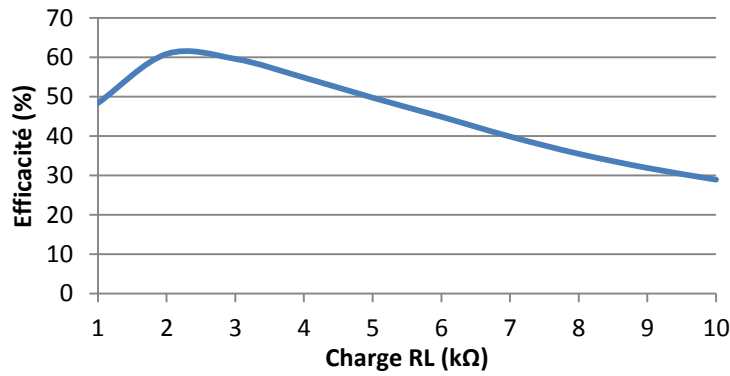


Figure II-7. Efficacité en fonction de la charge R_L

II.1.4. Influence de la puissance RF en entrée

L'efficacité de la diode varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes, c'est-à-dire en fonction de la puissance RF en entrée. Il existe donc une valeur de la puissance PRFin pour laquelle le fonctionnement du redresseur est optimal, la Figure II- 8 expose l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de PRFin. Le redresseur est adapté pour PRFin allant de -12 dBm à 0 dBm avec une adaptation maximale à -6 dBm ($S_{11} = -21$ dBm).

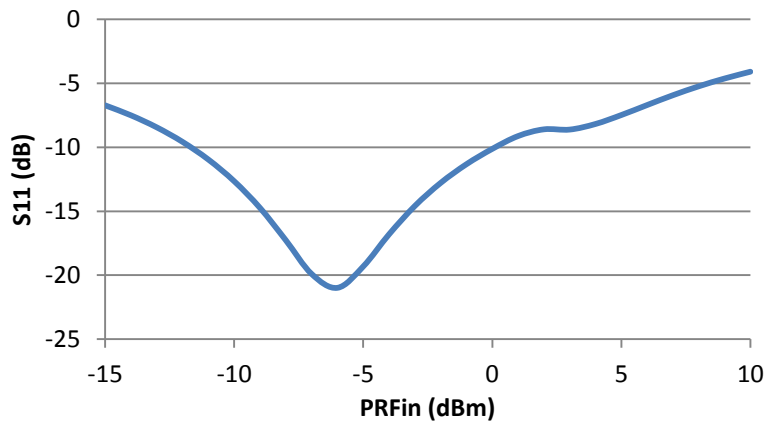


Figure II- 8. Coefficient de réflexion en fonction de PRFin à 2.4 GHz

En revanche, le rendement est limité par la génération des harmoniques d'ordre supérieur. A partir d'une certaine valeur de PRFin, l'efficacité se stabilise sur une valeur maximale (en simulation). En pratique, l'efficacité décroît quand PRFin atteint sa valeur critique car la tension aux bornes de la diode atteint la tension de claquage BV (à savoir 3,8V dans le cas de la diode HSMS2850 [48]). La puissance RF critique à partir de laquelle la tension DC en sortie est limitée est donnée par l'équation (II – 3). Elle dépend également de la valeur de la charge.

$$P_{RFcritique} = \frac{BV^2}{4R_L} \quad (II - 3)$$

La Figure II-9 relate l'efficacité en fonction de PRFin pour 3 valeurs de Bv : 2V, 3V et 3.8V. Nous pouvons observer que l'efficacité se stabilise à partir d'une certaine valeur de PRFin. L'efficacité est également affectée par la variation de la tension de claquage. Avoir une tension de claquage élevée permet également d'atteindre des efficacités plus élevées.

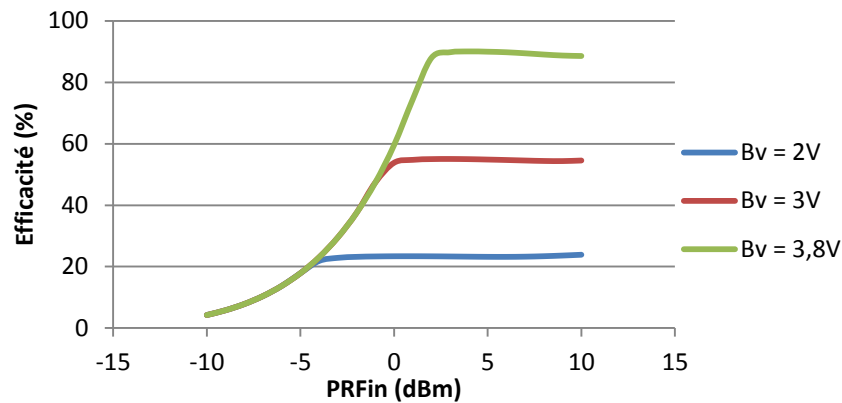


Figure II-9. Efficacité en fonction de PRFin pour trois valeurs de Bv

La puissance RF critique dépend également de la valeur de la charge, elle est inversement proportionnelle à R_L et par conséquent diminue lorsque la charge augmente (Figure II-10).

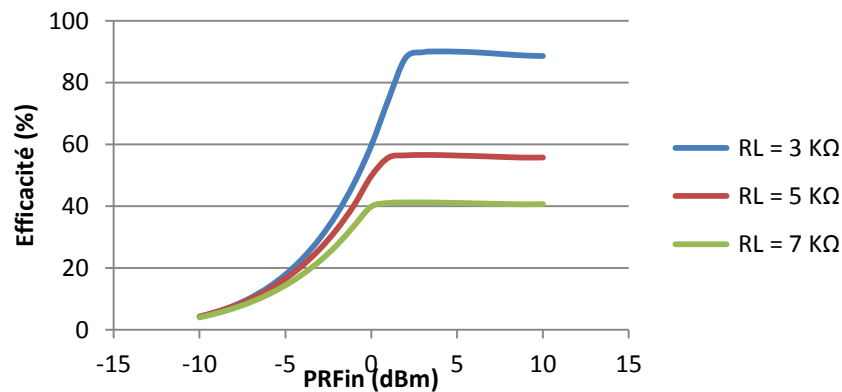


Figure II-10. Efficacité en fonction de PRFin pour trois valeurs de la charge

II.2. Conception du circuit de conversion RF-DC

II.2.1. Détermination de la ligne 50 Ω

Un circuit de conversion utilisant une diode Avago HSMS2850 [48] en connexion série a été conçu et simulé sur ADS. Pour la diode, le modèle circuit/Spice recommandé dans [48] a été utilisé. Le redresseur est réalisé avec des lignes microrubans. Il a fallu dans un premier temps définir la largeur de la ligne de transmission 50 Ω correspondant à la fréquence de fonctionnement. Pour ce faire, l'outil « LineCalc » d'ADS a été utilisé (Figure II-11). Cet outil permet de définir les dimensions de la ligne lorsque les paramètres du substrat et la

fréquence de fonctionnement lui sont spécifiés. L'épaisseur du substrat et sa permittivité relative sont fixes. La largeur de ligne est de 2,33 mm, nous l'avons arrondie à 2,4 mm car ceci n'est pas critique à ces fréquences.

II.2.2. Conception du circuit d'adaptation

La conception du circuit d'adaptation est effectuée avec l'outil « SmithChart ». Pour ce faire, une première simulation est faite sans circuit d'adaptation pour déterminer le point d'impédance de l'ensemble (diode, capacité, charge). Ensuite, deux types d'adaptation sont envisageables en utilisant l'outil « SmithChart » (Figure II-12) :

- adapter l'impédance de sortie complexe avec une impédance d'entrée 50 Ω .
- adapter une impédance de sortie complexe avec une impédance d'entrée complexe.

Dans notre cas, nous avons choisi d'adapter sur 50 Ω car l'impédance d'entrée de l'antenne est de 50 Ω .

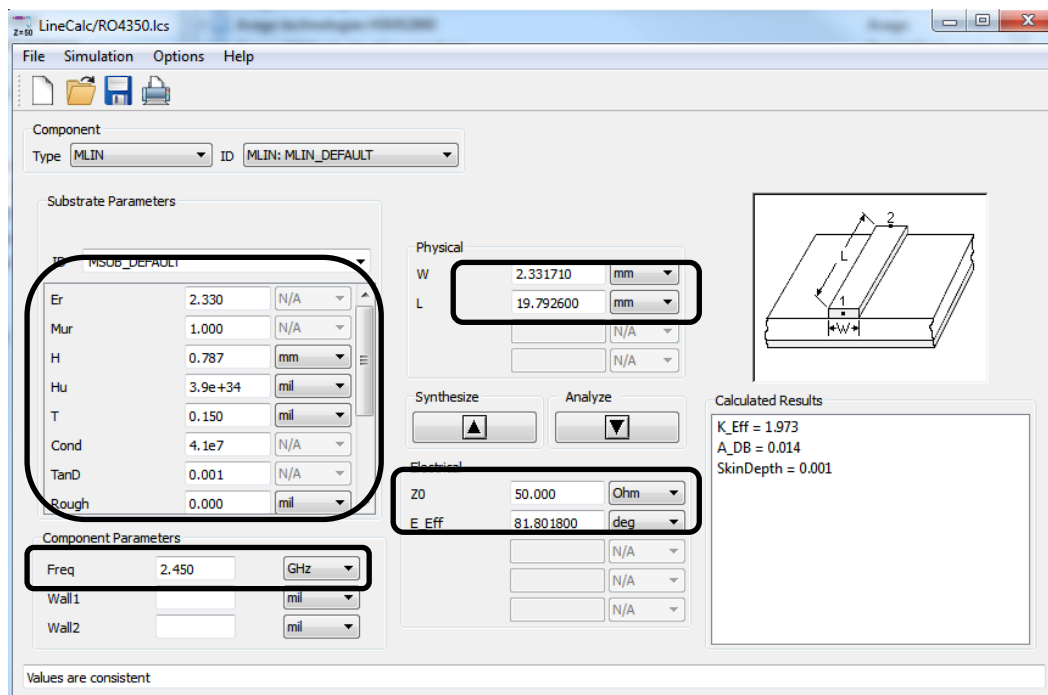


Figure II-11. Présentation de l'interface de l'outil LineCalc

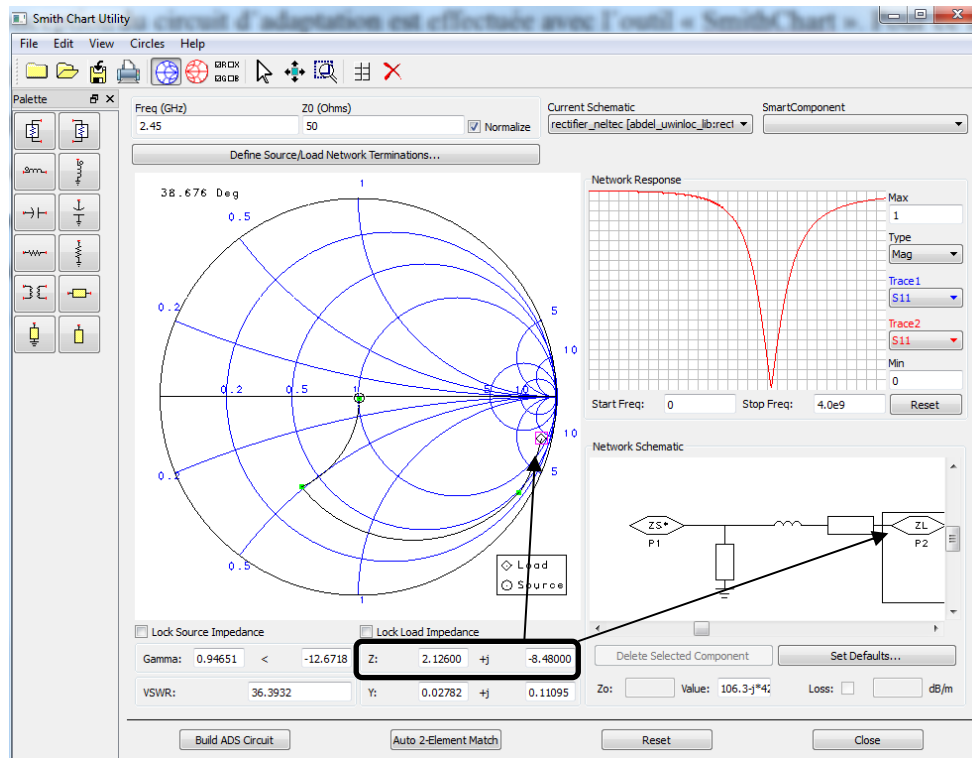


Figure II-12. Présentation de l'interface de l'outil SmithChart

Une fois que le circuit d'adaptation est déterminé, il est intégré au circuit redresseur en amont de la diode. Un ajustement est finalement effectué sur les éléments du circuit d'adaptation pour régler le fonctionnement à la bonne fréquence.

II.2.3. Conception du redresseur

a) Simulation non linéaire (Harmonic Balance)

Après avoir déterminé les valeurs optimales des différents blocs, l'association de l'ensemble de ces blocs constitue le redresseur. Comme ceci a été expliqué plus haut, un ajustement des valeurs des composants est réalisée. Des lignes microrubans, des gaps et des transitions en « T » sont rajoutés pour une simulation précise et plus réaliste du circuit. Ensuite, une simulation non-linéaire a été réalisée avec l'outil Harmonic Balance. La Figure II-13 présente le schéma électrique du circuit de conversion.

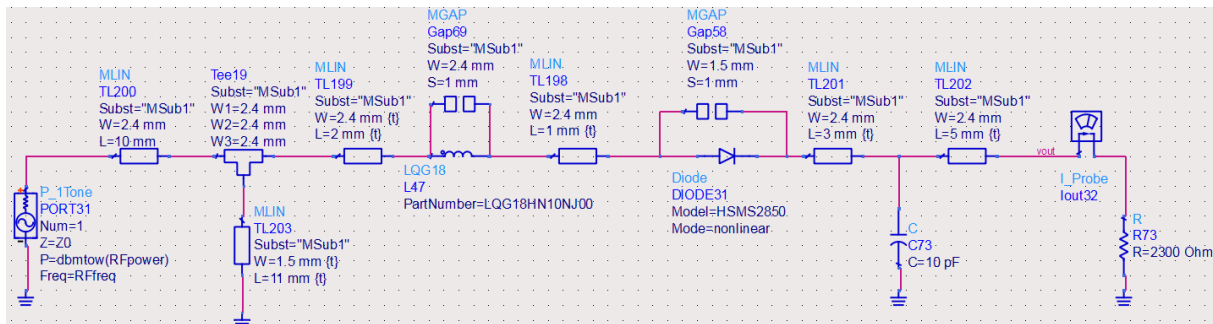


Figure II-13. Schéma électrique du redresseur conçu à 2,45 GHz

b) Co-simulation HB + Momentum

A la suite de ceci, une simulation électromagnétique de la partie distribuée du circuit d'adaptation a été effectuée sur le logiciel électromagnétique Momentum. Les résultats de cette simulation ont été stockés dans un fichier « TouchStone » et intégrés dans une boîte de paramètres S (.s4p) sous le nom de « MATCHING NELTEC ». Le schéma de la Figure II-14 présente la partie qui a été simulée sur Momentum ainsi que la boîte de paramètres S dans laquelle les résultats ont été intégrés.

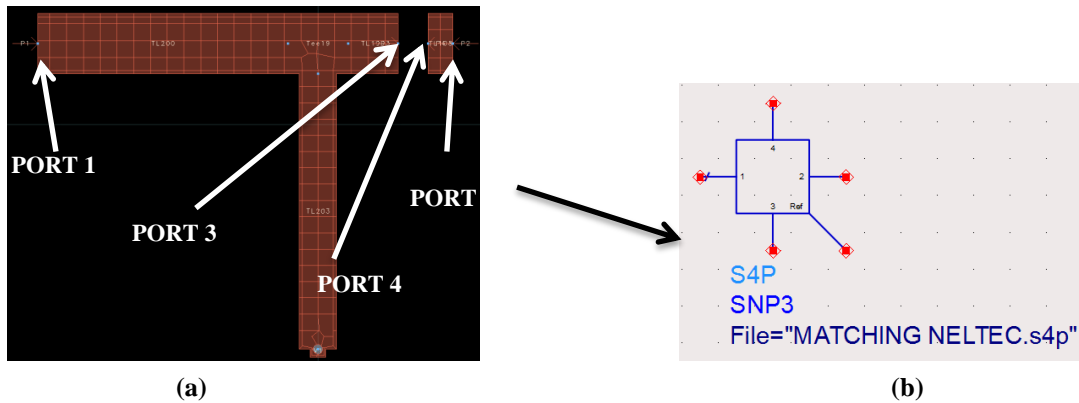


Figure II-14. (a) Layout du circuit pour la simulation électromagnétique sous Momentum (b) boîte de paramètres S

La Figure II-15 montre le schéma électrique de la co-simulation HB+Momentum. Les ports 1 et 2 représentent respectivement l'entrée et la sortie du circuit d'adaptation tandis que les ports 3 et 4 représentent les extrémités du gap où l'inductance sera connectée.

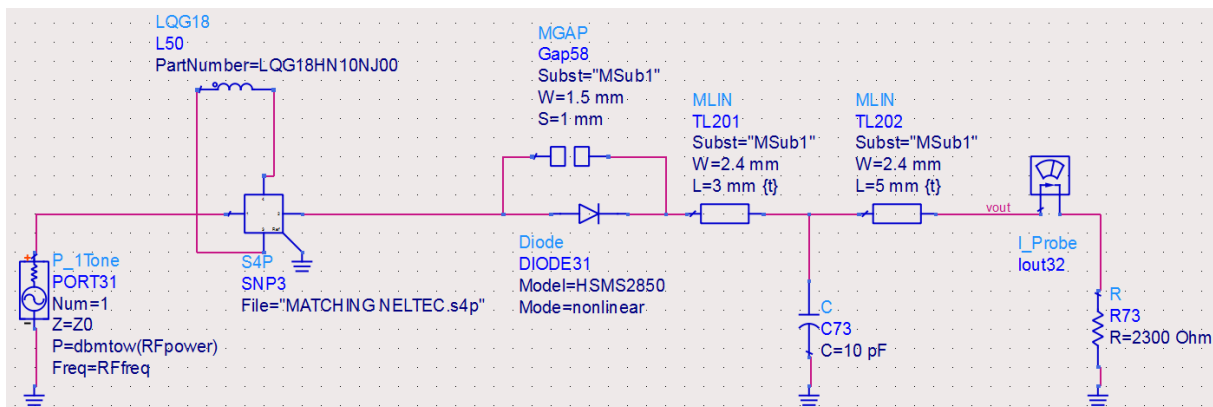


Figure II-15. Circuit pour la co-simulation ADS+Momentum

II.3. Résultats de simulation du redresseur

II.3.1. Coefficient de réflexion

Le redresseur utilise un circuit d'adaptation d'impédance mixte composé d'une inductance Murata de 10nH [66] et d'un stub en court-circuit ($L = 11$ mm et $W = 1,5$ mm). Ce circuit d'adaptation permet d'obtenir un coefficient de réflexion S_{11} en entrée (simulation LSSP non

linéaire) de -18 dB à 2,45 GHz. Une capacité de filtrage de 10 pF a été utilisée en aval de la diode. La résistance de charge optimale en simulation est de 2,3 K Ω . La Figure II-16 présente le coefficient de réflexion du redresseur en fonction de la fréquence. Nous pouvons observer qu'il y a un écart fréquentiel entre la simulation non-linéaire et la co-simulation. Cet écart est dû à la prise en considération des éventuels couplages électromagnétiques, des interconnexions entre les lignes (Transitions T, trou métallisé (via-hole)) et des effets de bords lors de la simulation électromagnétique, qui ne sont pas pris en compte lors d'une simple simulation non-linéaire.

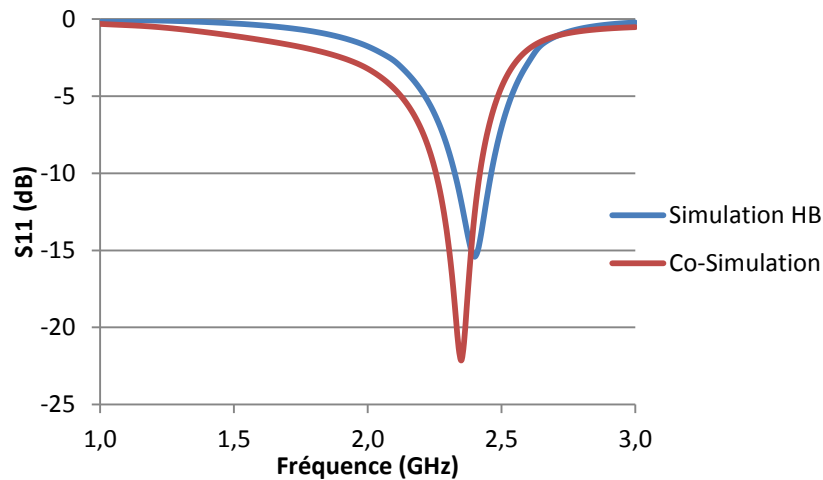


Figure II-16. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence

II.3.2. Puissance DC et efficacité du redresseur

La Figure II-17 et la Figure II-18 présentent respectivement la puissance DC et l'efficacité simulées pour une puissance RF en entrée du redresseur de 0dBm et une charge résistive de 2,3k Ω en sortie. La puissance maximale obtenue est de 0,64 mW à 2,4 GHz pour la simulation HB et de 0,55mW à 2,3 GHz pour la co-simulation. L'efficacité obtenue est de respectivement 64% à 2,4GHz et 55% à 2,3 GHz.

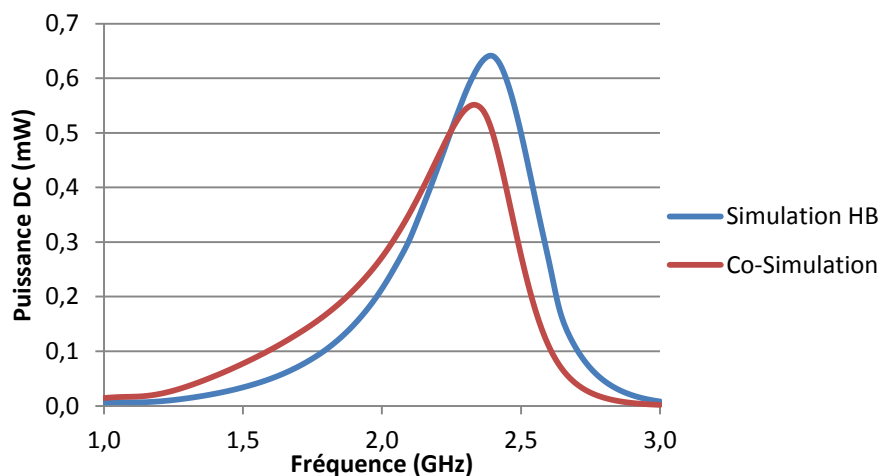


Figure II-17. Puissance DC simulée en fonction de la fréquence

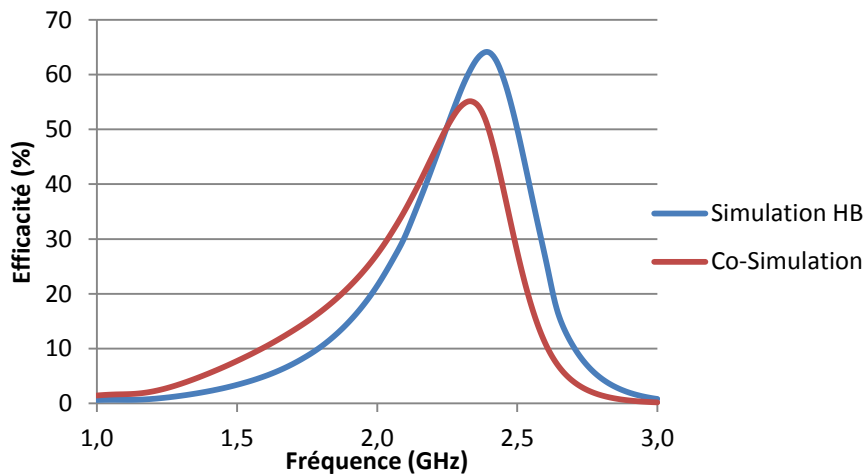


Figure II-18. Efficacité simulée en fonction de la fréquence

Ces résultats montrent qu'il y a effectivement un écart et une dégradation de l'efficacité entre une simulation circuit et une co-simulation pour la raison expliquée plus haut. Les résultats de mesures vont nous permettre par la suite de voir s'il y a une meilleure corrélation avec la simulation non-linéaire HB ou avec la co-simulation.

II.4. Fabrication et résultats expérimentaux

II.4.1. Banc de mesure du redresseur

Le redresseur a été réalisé sur un substrat Neltec NY9208 [67] (épaisseur : 0,762 mm, permittivité diélectrique relative : 2,08, angle de pertes diélectriques: 0,0006). Afin de caractériser le redresseur, le banc de mesure représenté sur la Figure II-19 a été utilisé. Un générateur Anritsu MG3694 permet d'injecter un signal RF directement à l'entrée du redresseur via son connecteur SMA (point intermédiaire de 50Ω), la tension DC récupérée est mesurée aux bornes de la charge résistive à l'aide d'un multimètre.

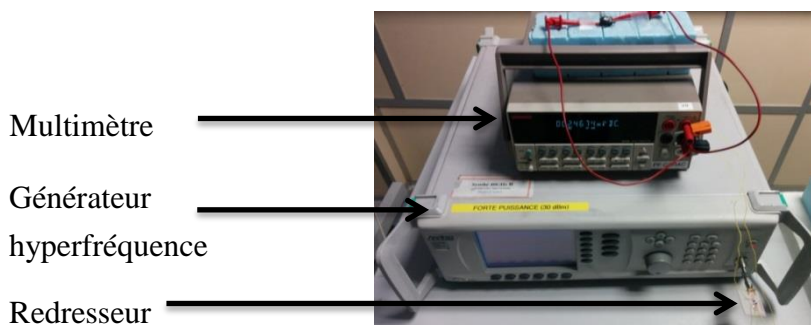


Figure II-19. Banc de mesure du circuit de conversion

II.4.2. Puissance DC du redresseur

Le redresseur permet de récupérer une puissance DC égale à 515 μ W à une fréquence de 2,3GHz et pour une charge optimale de 1,5 kΩ. Cette valeur est différente de la charge optimale en simulation. L'inductance du circuit d'adaptation a également été modifiée en

mesure afin d'avoir un redresseur adapté autour de 2,4 GHz. Une inductance de 10 nH décale la fréquence de fonctionnement à 2 GHz. Il a donc fallu modifier la valeur de celle-ci afin d'obtenir un fonctionnement optimal à 2,4 GHz. La valeur de l'inductance qui permet d'être proche de 2,4 GHz est de 5,6 nH. Ceci peut être expliqué par l'incertitude de la valeur de l'inductance. Comme cela a été expliqué dans le premier chapitre, la valeur de l'inductance s'éloigne de sa valeur nominale à mesure que la fréquence augmente, donc pour une valeur nominale de 10 nH, la valeur réelle à 2,4 GHz est égale à 15 nH comme le montre la Figure II-20. Par conséquent, l'adaptation optimale est obtenue à plus basse fréquence, d'où le besoin de faire un « post-tuning » afin de réajuster à la bonne fréquence. Ce décalage est toujours présent, même quand un circuit d'adaptation distribué est utilisé. La Figure II-21 montre la puissance DC mesurée dans les cas où $L = 10$ nH et $L = 5,6$ nH.

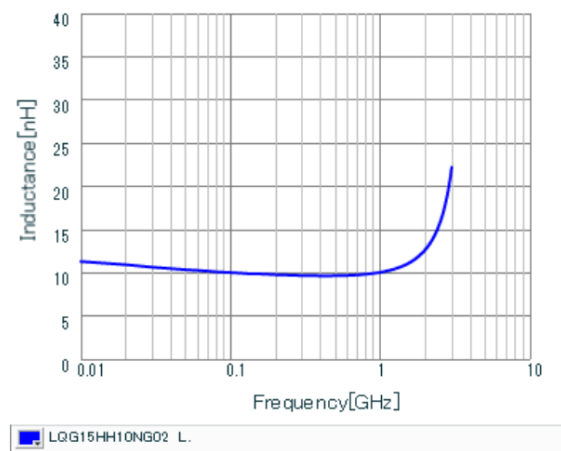


Figure II-20. Caractéristique d'une inductance Murata de 10 nH en fonction de la fréquence

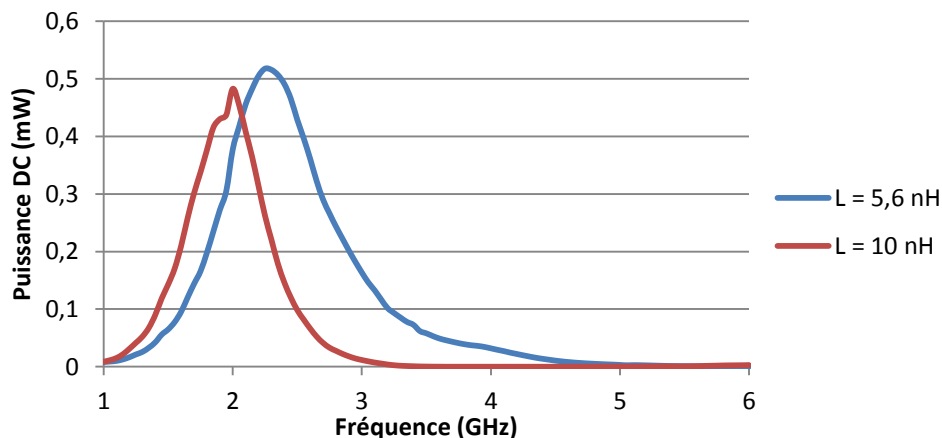


Figure II-21. Puissance DC mesurée du redresseur en fonction de la fréquence

II.4.3. Efficacité du redresseur

Dans le cas du redresseur, l'efficacité η est calculée à partir de l'expression suivante (Cf. équation I – 2):

$$\eta(\%) = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (II - 4)$$

où P_{DC} désigne la puissance DC récupérée et P_{RF} la puissance RF injectée directement à l'entrée du redresseur. La Figure II-22 représente l'efficacité mesurée en fonction de la fréquence pour une puissance en entrée $P_{RF} = 0\text{dBm}$. La rectenna présente une efficacité supérieure à 30% entre 2 GHz et 2,7 GHz et atteint un maximum de 51,5% à 2,3GHz.

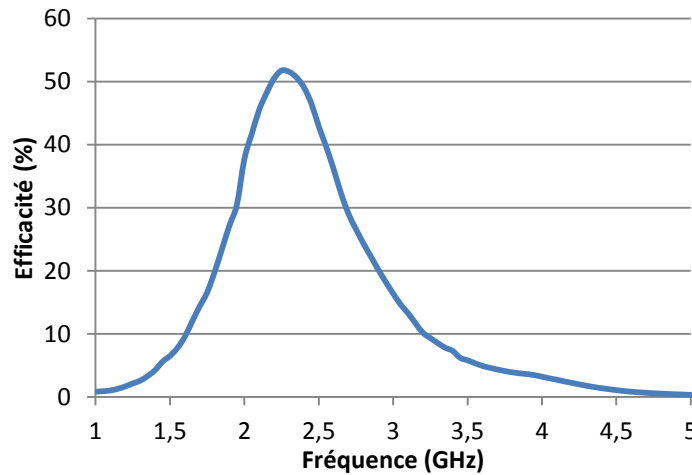


Figure II-22. Efficacité mesurée du redresseur en fonction de la fréquence

Les résultats de mesures se rapprochent plus des résultats de co-simulation, Cela montre bien que les couplages électromagnétiques existent et peuvent décaler la fréquence de fonctionnement. Cela prouve encore une fois qu'il est important de prendre en considération la simulation électromagnétique.

II.5. Antenne dipôle demi-onde

L'antenne dipôle arrondi (DA) qui sera présentée par la suite est une dérivée de l'antenne dipôle $\lambda/2$ classique. Il est donc nécessaire de présenter brièvement l'antenne dipôle $\lambda/2$, son principe de fonctionnement et ses caractéristiques. L'antenne dipôle demi-onde est l'antenne de référence en radiocommunications. Elle est constituée de deux brins métalliques de longueur $\lambda/4$, elle est alimentée au milieu entre les deux brins et sa polarisation est rectiligne. Elle est connue pour sa simplicité et pour sa facilité d'un point de vue conception. Il suffit de connaître la fréquence pour déterminer sa longueur. Si elle est réalisée sur substrat, comme c'est le cas ici, il est indispensable de prendre en considération la permittivité effective ϵ_{eff} et la longueur λ est donnée par :

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II - 5)$$

où c désigne la célérité de la lumière dans le vide. La Figure II-23 donne le layout d'un dipôle demi-onde sur un substrat FR4 (épaisseur 0,8mm) et le diagramme de rayonnement (simulé

sous HFSS) de ce dipôle. L'antenne dipôle $\lambda/2$ a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à son axe, son gain maximal est de 2,15dBi et son angle d'ouverture est de 80° . Elle est peu directive, ce qui la rend adaptée pour la collecte d'énergie ambiante.

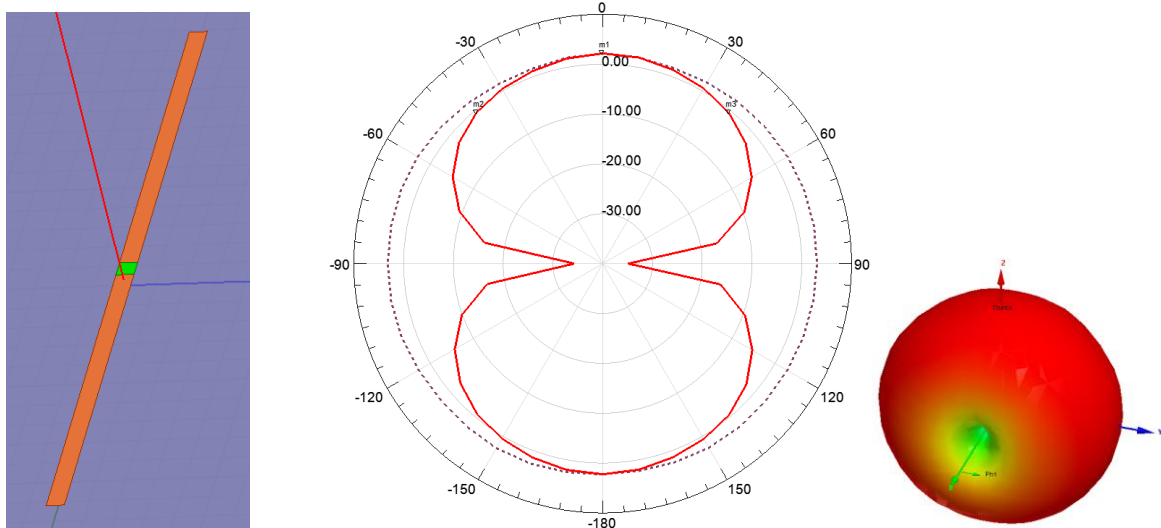


Figure II-23. Antenne dipôle $\lambda/2$ et son diagramme de rayonnement

Malgré la simplicité du dipôle demi-onde, ce dernier présente l'inconvénient d'avoir une bande passante pas très large (environ 10 %). En simulation, l'antenne dipôle $\lambda/2$ présente une bande passante de 300MHz ($\Delta = 12\%$) à 2,45GHz. Le calcul de la bande passante a été effectué pour un coefficient de réflexion inférieur à -10dB, comme le montre la Figure II-24.

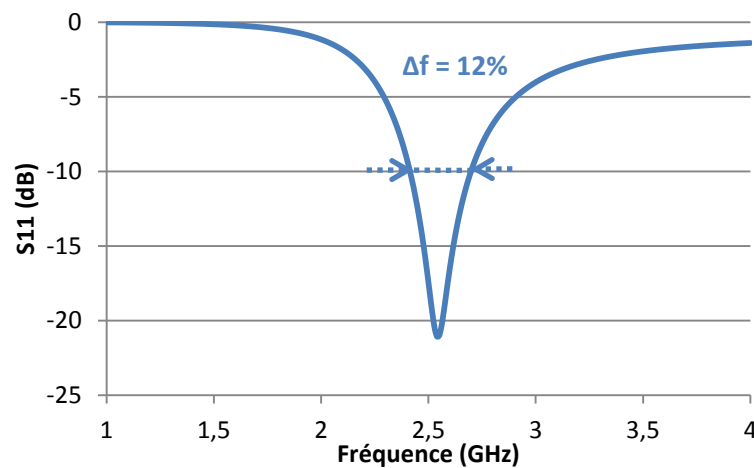


Figure II-24. Coefficient réflexion en fonction de la fréquence et bande passante (300 MHz)

L'antenne dipôle demi-onde est donc un candidat qui mérite d'être exploré plus en détail. En effet sa simplicité de réalisation et son diagramme de rayonnement omnidirectionnel en font un bon candidat pour la récupération d'énergie. Cependant sa bande passante réduite ne permet pas de récupérer de l'énergie électromagnétique dans une large bande de fréquences. Cette problématique a été le déclencheur de l'idée de l'antenne à dipôle arrondi.

II.6. Antenne de type « Dipôle Arrondi » (DA)

II.6.1. Structure

Les topologies d'antennes à dipôles arrondis ont démontré récemment des propriétés intéressantes pour la réalisation de rectennas performantes [43], [25]. L'antenne dipôle arrondi est le fruit d'une modification de la géométrie de l'antenne dipôle demi-onde, elle est obtenue en arrondissant les brins métalliques. L'avantage majeur de cette modification est l'augmentation de la largeur de la bande. En effet, contrairement à un dipôle classique où le courant parcourt un brin d'une seule longueur, lorsque les brins sont arrondis, une partie du courant surfacique va parcourir une longueur plus grande comme le montre la Figure II- 25. Le courant J_{s2} parcourt une distance plus grande que le courant J_{s1} , ce qui allonge artificiellement la longueur d'onde et crée une résonance à une fréquence plus basse. La distance D_{Js2} est la distance la plus longue, elle correspond donc à la fréquence de résonance la plus basse. La distance D_{Js1} est la distance la plus courte, elle correspond donc à la fréquence de résonance la plus haute. Le même raisonnement est appliqué à toutes les longueurs parcourues entre D_{Js1} et D_{Js2} qui créent des fréquences de résonance intermédiaires. Par conséquent, la combinaison de ces fréquences voisines permet d'obtenir une bande passante plus large.

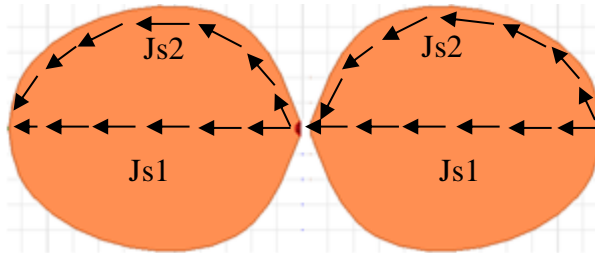


Figure II- 25. Distribution du courant surfacique sur le dipôle arrondi

La Figure II-26 présente l'antenne dipôle arrondi réalisée, avec les dimensions associées. Elle est composée de deux brins arrondis imprimés sur les faces opposées d'un substrat bas coût de type FR4 (épaisseur : 0,8 mm, permittivité diélectrique relative : 4,4, angle de pertes diélectriques: 0,01). Un plan métallique positionné à 2,5cm (environ $\lambda/4$) à l'arrière du PCB permet de rendre relativement insensible les performances de cette antenne à tout objet situé à l'arrière de ce plan. Ce plan réflecteur permet également d'augmenter le gain de l'antenne mais réduit la bande passante de celle-ci. L'excitation de l'antenne est réalisée à l'aide de deux rubans parallèles positionnés sur les faces opposées du substrat. Une transition vers une ligne microruban avec plan de masse fini a été rajoutée afin de monter le connecteur SMA utilisé pour les caractérisations. La longueur du dipôle est égale à 5,6cm, la largeur maximale d'un brin métallique est d'environ 2,4cm, la transition vers la ligne microruban a une longueur de 4cm.

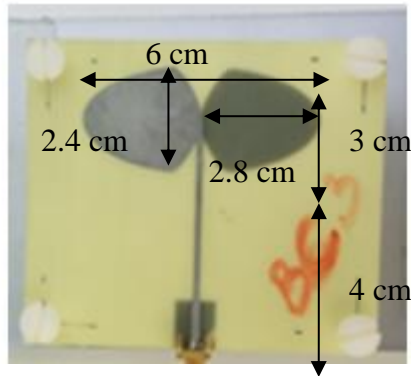


Figure II-26. Antenne dipôle arrondi avec transition vers la ligne microruban

II.6.2. Coefficient de réflexion

Des simulations électromagnétiques utilisant le logiciel commercial FEKO ont été effectuées afin d'obtenir une antenne présentant le meilleur compromis entre le gain ($> 6\text{dBi}$), le coefficient de réflexion ($< -8\text{dB}$) et l'angle d'ouverture du lobe principal de rayonnement ($> 50^\circ$). Les résultats reportés sur la Figure II-27 montrent une bonne corrélation entre les résultats de simulations et de mesures (avec une dégradation du S_{11} en mesure, le tracé bleu supérieur à -10dB entre $2,2\text{ GHz}$ et $2,32\text{ GHz}$). L'antenne présente une bonne adaptation ($S_{11} < -8\text{dB}$) dans la bande 1.9 GHz à $2,73\text{ GHz}$, avec une adaptation maximale à 2GHz (UMTS) et $2,45\text{GHz}$ (Wi-Fi).

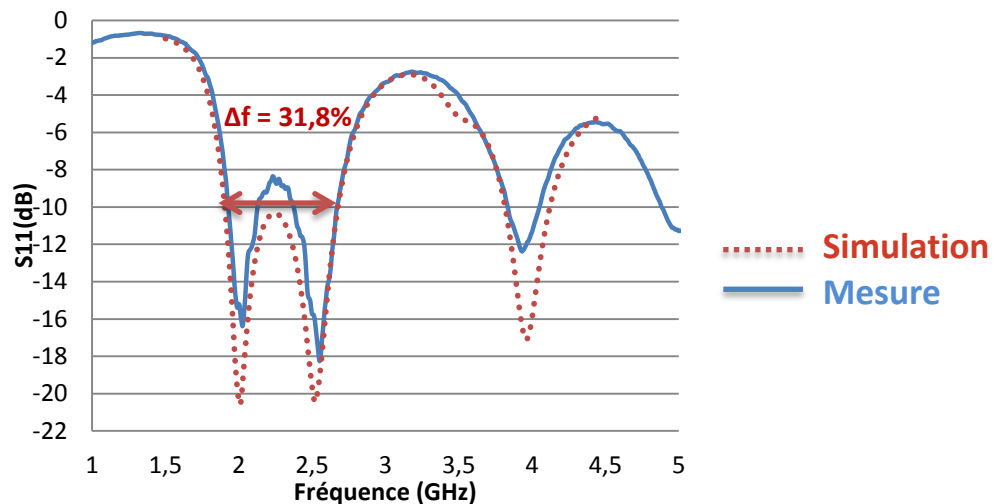


Figure II-27. Coefficient de réflexion de l'antenne avec la transition vers la ligne microruban

II.6.3. Gain et diagramme de rayonnement

Le gain maximal mesuré est de 7 dBi avec un angle d'ouverture à -3dB de l'ordre de 60° à 2.4 GHz . La réduction de l'angle d'ouverture à -3dB est particulièrement due à l'utilisation du réflecteur métallique qui permet de rediriger tout le rayonnement arrière vers l'avant, ce qui augmente la directivité de l'antenne résultant ainsi en une augmentation du gain totale. En revanche l'antenne ne rayonne que dans la demi-sphère supérieure. Le diagramme de

rayonnement mesuré (Figure II-28) dans les deux coupes (YoZ, $\phi=0^\circ$) et (XoZ, $\phi=90^\circ$) montre que le gain dans l'axe ($\phi=\theta=0^\circ$) est de 7 dBi à 2,45 GHz avec un angle d'ouverture de 60° .

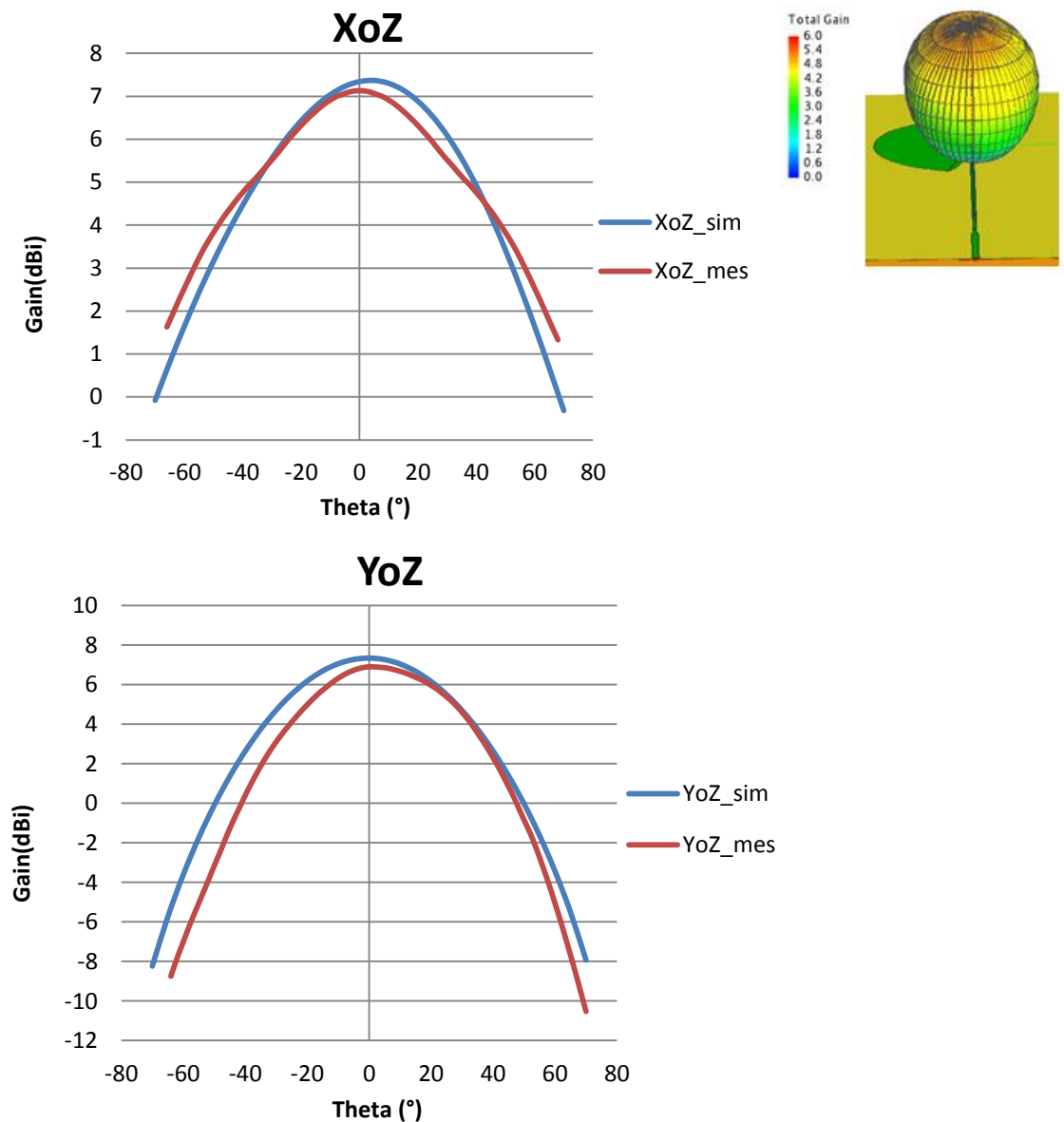


Figure II-28. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux coupes XoZ et YoZ : simulé (bleu) et mesuré (rouge)

Pour résumer, le fait d'arrondir les brins métalliques a permis d'obtenir une antenne large bande si on prend un critère d'adaptation à -8dB et bi-bandes si le seuil d'adaptation est de -10dB, l'antenne présente un gain de 7dBi. L'antenne est un bon candidat pour la collecte d'énergie ambiante si on imagine un scénario où elle doit être posée sur un support physique (un mur, un plafond, un poteau...).

II.7. Rectenna avec dipôle arrondi

II.7.1. Présentation de la structure

Après les mesures séparées de l'antenne et du redresseur, la rectenna a été réalisée en assemblant l'antenne à dipôle arrondi et le redresseur via des connecteurs SMA. Une transition (mâle-mâle) a été utilisée pour la connexion de l'antenne avec le redresseur comme représenté sur la Figure II-29.

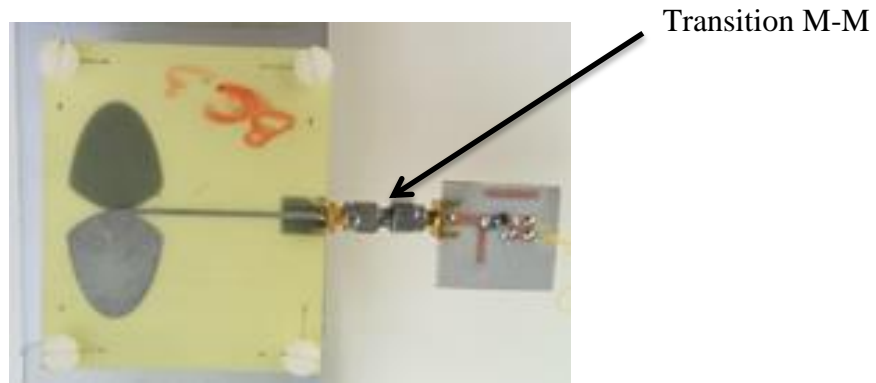


Figure II-29. Rectenna avec dipôle arrondi

II.7.2. Banc de mesure de la rectenna

La rectenna a été caractérisée en utilisant le banc de mesure représenté sur la Figure II-30. Le générateur Anritsu MG3694 génère le signal RF. Ce signal est transmis via un câble coaxial à l'entrée d'une antenne Tx (cornet avec un gain $GT_x=11,5\text{dBi}$ à 2,45 GHz). L'antenne Tx émet le signal en direction de la rectenna avec un champ électrique à polarisation linéaire. Le champ électrique reçu est converti en tension DC par la rectenna. Cette tension est alors mesurée aux bornes de la charge à l'aide d'un multimètre. Une interface logicielle a été développée sous Labview afin d'automatiser le processus de mesure et permettre ainsi de faciliter les balayages en fréquence et en puissance. Les mesures ont été réalisées dans une chambre anéchoïque pour minimiser l'impact des trajets multiples sur les performances de la rectenna (Figure II-31).

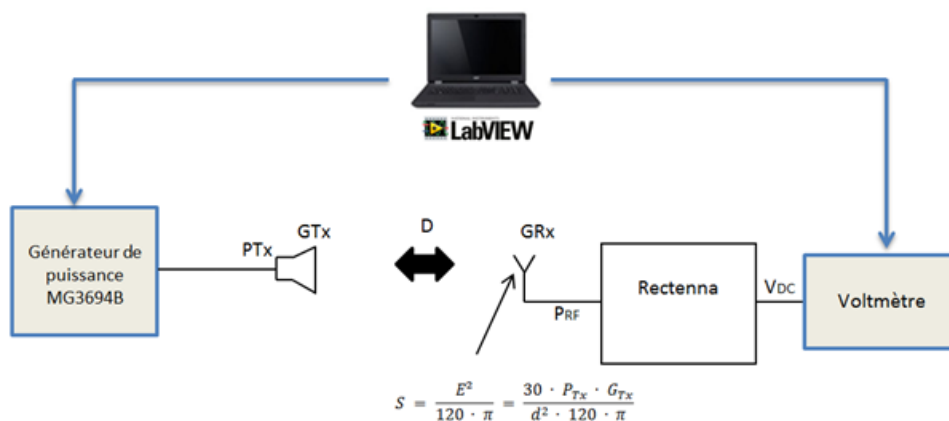


Figure II-30. Schéma descriptif du banc de mesure

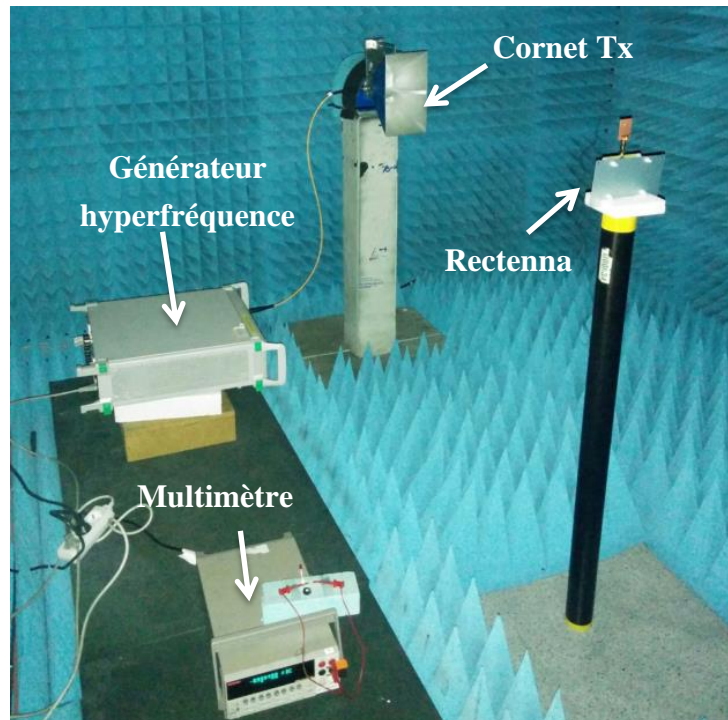


Figure II-31. Banc de mesure de la rectenna dans une chambre anéchoïque

II.7.3. Puissance DC récupérée par la rectenna

La puissance DC récupérée par la rectenna en fonction de la fréquence pour un champ électrique incident de 11,8V/m est représentée sur la Figure II-32. L'assemblage de l'antenne et du redresseur résulte en une rectenna avec un comportement multi-bandes, trois fréquences se distinguent : 1,75 GHz, 2 GHz et 2,45 GHz. Pour une charge optimale de 1,5 K Ω , une puissance DC supérieure à 600 μ W peut être récupérée entre 2 GHz et 2,75 GHz avec un maximum de 1,05 mW aux fréquences 2 GHz et 2,45 GHz. A 1,75 GHz, la puissance DC récupérée est de 0,57 mW. Cette fréquence de fonctionnement est une résultante de l'assemblage de l'antenne et du redresseur. La rectenna est donc adaptée pour récupérer de l'énergie sur les bandes UMTS (2,1GHz) et Wi-Fi (2,45GHz).

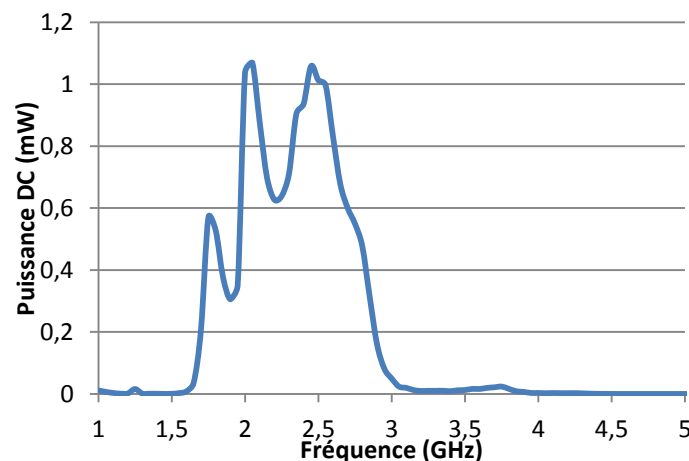


Figure II-32. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction de la fréquence

II.7.4. Efficacité de la rectenna

La puissance P_{RF} a été déterminée à partir du calcul théorique de la densité de puissance incidente. La densité de puissance est calculée à partir du champ électrique. Le champ électrique est calculé à partir de la puissance d'émission, du gain de l'antenne d'émission et de la distance comme cela a été expliqué au premier chapitre. L'équation utilisée pour le calcul de l'efficacité est donc donnée par :

$$\eta(\%) = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{S \cdot A_{eff}} \quad (II - 6)$$

où P_{DC} désigne la puissance DC récupérée, A_{eff} la surface effective de l'antenne et S la densité de puissance reçue au niveau de la rectenna donnée par :

$$S = \frac{E^2}{120\pi} = \frac{30 \cdot P_T \cdot G_T}{d^2 \cdot 120\pi} \quad (II - 7)$$

avec E le champ électrique reçu au niveau de l'antenne de la rectenna, P_T la puissance injectée à l'entrée de l'antenne Tx (cornet), G_T le gain du cornet et d la distance entre le cornet et la rectenna.

La Figure II-33 montre l'efficacité en fonction du champ électrique incident à $f=2,45\text{GHz}$. La rectenna présente une efficacité supérieure à 30% à partir d'un champ électrique de 2,3 V/m et atteint un maximum de 49% pour un champ électrique de 9,4V/m (densité de puissance de $23\mu\text{W}/\text{cm}^2$).

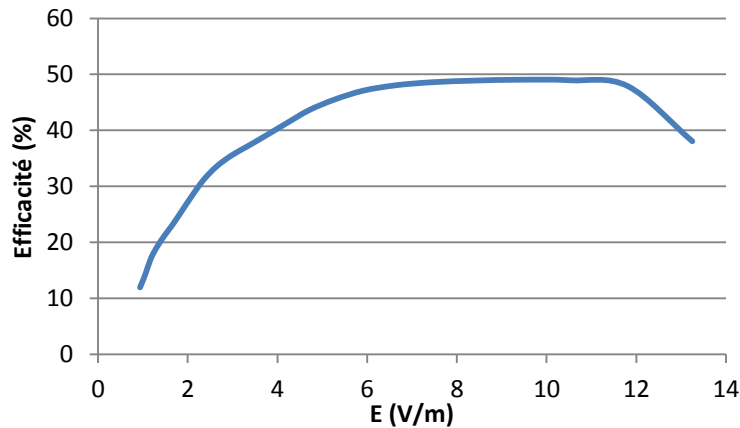


Figure II-33. Efficacité mesurée en fonction du champ électrique incident

Le Tableau 2 donne une comparaison des performances de la rectenna réalisée avec l'état de l'art. Certains articles du tableau calculent l'efficacité à partir de la puissance RF (η_1) à l'entrée du redresseur et d'autres la calculent à partir de la densité de puissance (η_2). Rappelons les définitions η_1 et η_2 (Cf. équations (I - 2) et (I - 8)) :

$$\eta_1 = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{P_{RF}}$$

$$\eta_1 = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{S \cdot A_{EFF}}$$

La rectenna DA permet d'atteindre une efficacité acceptable à densité de puissance moyenne en entrée. Elle est déjà parmi les rectennas les plus compactes vis-à-vis de la longueur d'onde, comparé aux autres structures du tableau, mais un travail de miniaturisation peut être effectué afin de gagner encore plus en compacité.

Ref	Fréquence	PRF	S	PDC	η_1	η_2	Surface
[41]	2,45 GHz- 5,8 GHz	19,5 dBm– 15,5 dBm	2,38 mW/cm ² 8,77 mW/cm ²	75,4 mW- 40,6 mW	----	84,4% - 82,7%	NC*
[29]	2,45 GHz	----	1,95 μ W/cm ²	19 μ W	----	80%	8 x 8,7 cm ² 0,46 λ_0^2
[68]	2,43 GHz	----	1,5 μ W/cm ²	----	----	38,2%	3,4 x 3,27 cm ² 0,072 λ_0^2
[51]	2,45 GHz	----	0,525 mW/cm ²	4,97mW*	----	63%	10 x 11 cm ² 0,73 λ_0^2
[69]	2,45 GHz	13 dBm	----	----	72,5%		13,5 x 9,3 cm ² 0,82 λ_0^2
[70]	2,49 GHz	-10 dBm	----	----	41%	----	5 x 5 cm ² 0,51 λ_0^2
[71]	2,4	22 dBm	----	130 mW	82,3%		10 x 10 cm ² 0,64 λ_0^2
ICI	2,45	----	23 μ W/cm ²	1,05 mW	----	49%	6 x 7 cm ² 0,28 λ_0^2

Tableau 2. Comparaison des performances de rectennas

*calculé par moi-même à partir des données de l'article

Conclusion

L'antenne à dipôle arrondi présente l'avantage d'être large bande, elle est adaptée sur une plage de fréquences allant de 2GHz à 2,7 GHz. Le redresseur quant à lui est adapté à 2,3 GHz. L'assemblage des deux résulte en une structure bi-bandes qui présente de bonnes performances à 2 GHz (UMTS) et 2,45 GHz (Wi-Fi). Cette structure permet de collecter l'énergie électromagnétique avec une efficacité supérieure à 30% pour des faibles valeurs de champ électrique incident. Cette rectenna est par conséquent adaptée pour la collecte

d'énergie ambiante. Néanmoins, l'utilisation d'une transition pour l'excitation résulte en une antenne de grande taille pour cette fréquence d'utilisation (surface occupée de $6 \times 7 \text{ cm}^2$). Un travail de réduction de la taille de cette antenne doit être réalisé. Pour ce faire, il faut supprimer cette transition et la remplacer par un autre moyen d'excitation de l'antenne. Ce sera l'objet de la section suivante.

III. PREMIERE MINIATURISATION DE L'ANTENNE DIPOLE ARRONDI

III.1. Antenne dipôle arrondi modifiée

Etant donné la grande taille de l'antenne due principalement à la ligne de transition, il a fallu supprimer celle-ci afin de réduire sa surface. Pour ce faire, il a fallu trouver un autre moyen d'exciter l'antenne sans compromettre sa compacité. Parmi les techniques d'excitation avec transition de type microruban, nous avons choisi d'exciter l'antenne avec une transition orthogonale à l'élément rayonnant comme le montre la Figure II-34. La surface de la transition est de 1 cm^2 , elle est imprimée sur FR4 également. Ainsi, toute la partie qui était occupée par la transition planaire mise sur le même plan que l'antenne a été supprimée. La nouvelle antenne peut être vue comme une antenne 3D, sa taille est de $4,8 \times 2,3 \times 1 \text{ cm}^3$. Elle a été conçue et simulée sur HFSS. Quelques modifications ont été appliquées à la forme des dipôles arrondis.

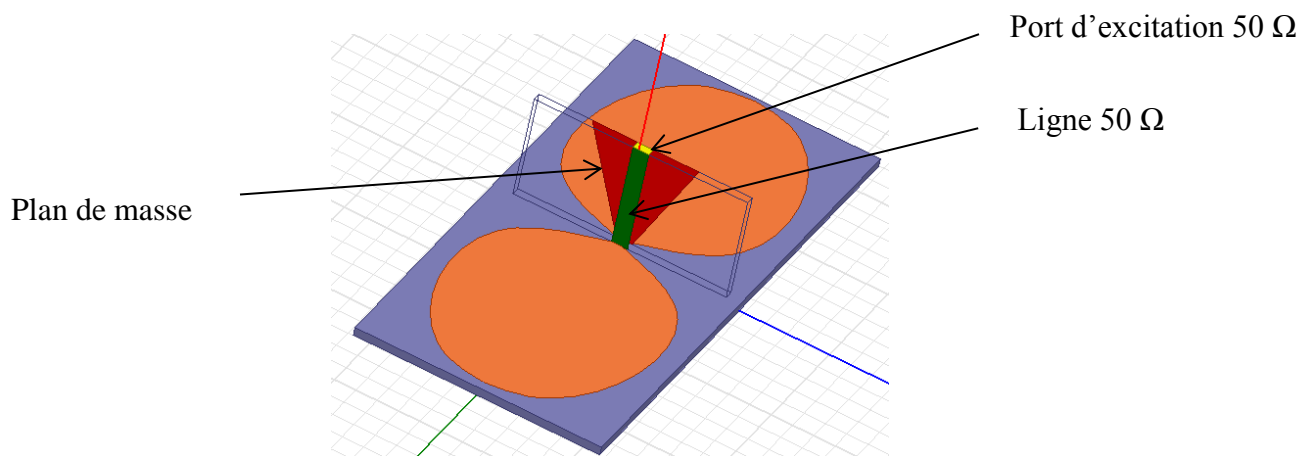


Figure II-34. Antenne dipôle arrondi avec excitation perpendiculaire à l'antenne

Si nous basons notre raisonnement sur la surface géométrique de l'antenne, sa superficie a été fortement réduite (20% en largeur et 68% en longueur). Nous présentons par la suite les résultats de simulation associés à cette nouvelle antenne.

III.1.1. Coefficient de réflexion simulé

Comme nous avons changé la technique d'excitation de l'antenne, la caractéristique du coefficient de réflexion a subi quelques changements. L'antenne a été simulée dans un

premier temps sans la transition afin de savoir quelle est l'impédance d'entrée de celle-ci. Nous avons trouvé que l'impédance à l'entrée de l'antenne était de $50\ \Omega$, par conséquent une ligne d'excitation $50\ \Omega$ a été dimensionnée, sa largeur est de 1,5 mm à 2,4 GHz pour un substrat FR4. Rappelons que l'utilisation de cette transition a pour objectif de permettre la caractérisation de l'antenne de façon séparée du redresseur. Dans le cas de la rectenna, le redresseur a directement été connecté à l'entrée de l'antenne comme cela sera expliqué ultérieurement. La Figure II-35 montre le coefficient de réflexion pour les cas « avec » et « sans » transitions. Il y a une bonne corrélation entre les deux caractéristiques, ce qui démontre que la transition n'engendre pas de désadaptation d'impédance à 2,4 GHz. Nous pouvons également observer que malgré le changement de la technique d'excitation, l'antenne conserve une large bande passante de 30% avec une bonne adaptation entre 2,3 GHz et 3,1 GHz avec une adaptation maximale à 2,6 GHz.

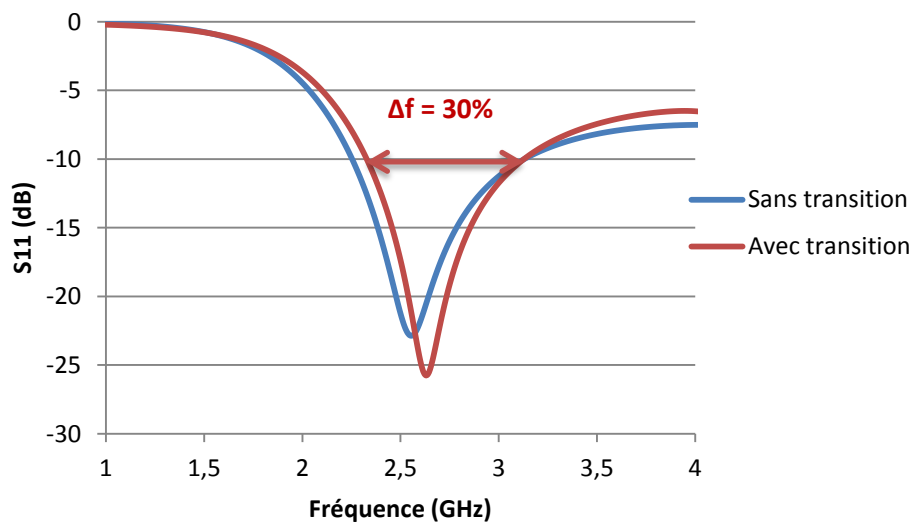


Figure II-35. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence

III.1.2. Diagramme de rayonnement et gain simulés

Un plan réflecteur a été placé à 3 cm de l'antenne, cela correspond à une distance d'environ $\lambda/4$. L'ajout d'un plan réflecteur modifie la caractéristique du coefficient de réflexion, en revanche, le gain à 2,4 GHz croît considérablement. Le diagramme de rayonnement simulé montre que le gain maximal simulé dans l'axe ($\varphi = \theta = 0^\circ$) est de 7,8 dBi à 2,4 GHz avec un angle d'ouverture légèrement supérieur à 60° (Figure II-36). Les dimensions de la transition ont été optimisées afin de ne pas perturber le diagramme de rayonnement, la transition fait $1 \times 1\text{ cm}^2$. Une transition plus grande aurait un plan de masse plus large qui serait susceptible de réfléchir le champ électromagnétique, résultant en un diagramme de rayonnement incliné, en plus de l'encombrement engendré par celle-ci.

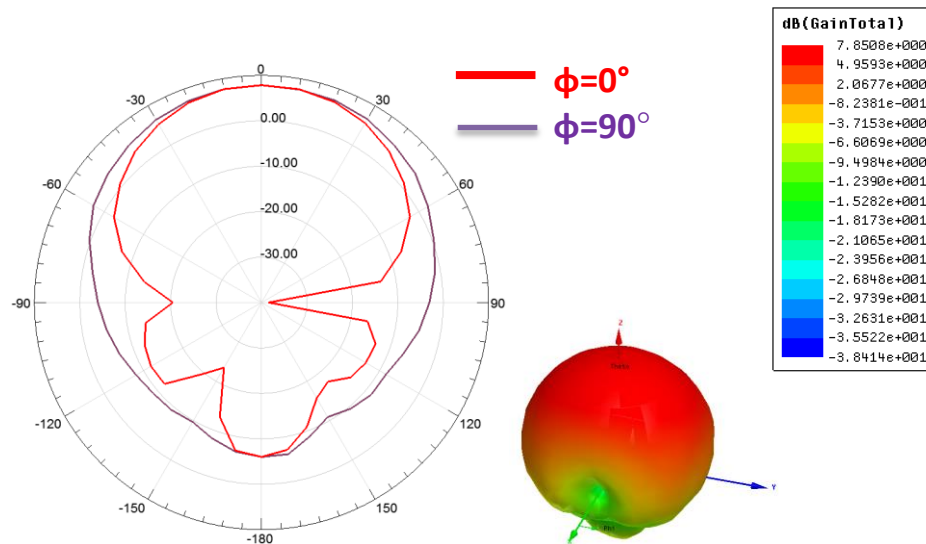


Figure II-36. Diagramme de rayonnement à 2,4 GHz pour $\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$

III.2. Fabrication et résultats expérimentaux

L'antenne et la transition ont été réalisées sur FR4. Un connecteur SMA est monté à l'entrée pour permettre la caractérisation de l'antenne, la Figure II-37 montre la structure réalisée.

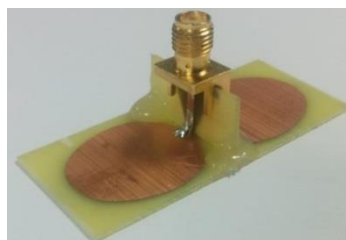


Figure II-37. Antenne Dipôle arrondi modifiée

III.2.1. Coefficient de réflexion mesuré avec plan réflecteur

Le coefficient de réflexion a subi une dégradation suite à l'utilisation d'un plan réflecteur comme reporté sur la Figure II-38, une bonne corrélation entre simulation et mesures peut être observée au niveau de la bande passante. Nous pouvons constater une diminution du coefficient de réflexion, ce qui correspond à une désadaptation relative à l'entrée de l'antenne.

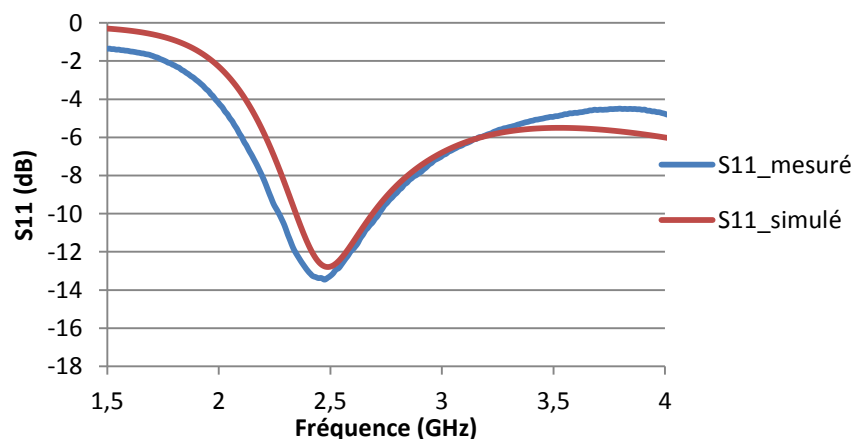


Figure II-38. S11 mesuré avec transition et plan réflecteur

III.2.2. Gain mesuré avec plan réflecteur

La Figure II- 39 présente le gain dans les deux coupes YoZ ($\varphi = 0^\circ$) et XoZ ($\varphi = 90^\circ$). Le gain maximal mesuré est de 6,5 dBi, il a été diminué de seulement 0,5 dB comparé à la première antenne DA pour une réduction de 74% de la surface totale de l'antenne.

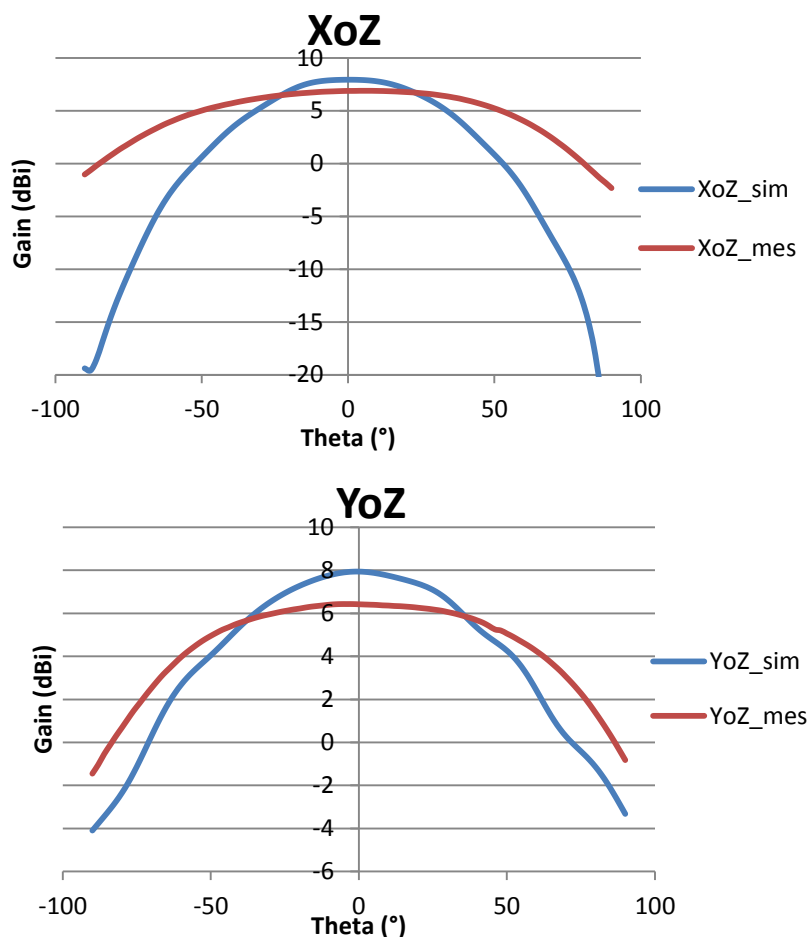


Figure II- 39. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux coupes XoZ et YoZ : simulé (bleu) et mesuré (rouge)

III.3. Rectenna à dipôle arrondi

Un redresseur identique à celui présenté plus haut a été utilisé. Etant donné que l'antenne a une impédance d'entrée égale à 50Ω , le redresseur a été connecté directement à l'entrée de l'antenne comme le montre la Figure II-40, l'adaptation dans ce cas est optimale.

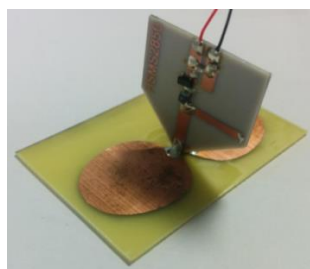


Figure II-40. Rectenna réalisée

III.3.1. Puissance DC récupérée par la rectenna

La puissance DC récupérée par la rectenna en fonction de la fréquence pour un champ électrique incident variant entre 9 V/m et 12 V/m est représentée sur la Figure II-41. Pour une charge optimale de 1,5 k Ω , nous pouvons observer que la puissance DC maximale est récupérée à 2,3 GHz, elle est d'environ 1 mW pour un champ E égale à 10,9 V/m. Cette fréquence correspond à la fréquence de fonctionnement du redresseur.

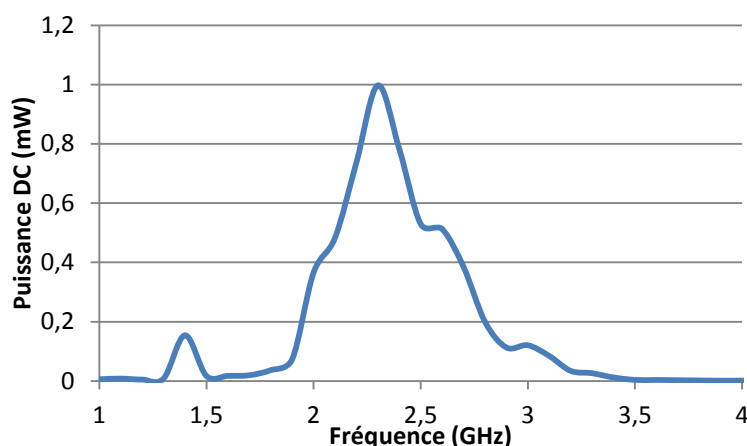


Figure II-41. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction de la fréquence

III.3.2. Puissance DC et efficacité de la rectenna

La désadaptation en impédance de l'antenne, due à l'utilisation du plan réflecteur, dégrade l'efficacité totale de la rectenna. Les Figure II-42 et Figure II-43 présentent la puissance DC ainsi que l'efficacité mesurées en fonction du champ électrique incident à une fréquence de 2,3 GHz et 2,4 GHz. A 2,3 GHz, l'efficacité a été réduite de 5% environ comparé à la première structure. Néanmoins, celle-ci reste supérieure à 20 % à partir de $E = 1,66\text{V/m}$. A 2,4 GHz, les pertes sont plus importantes, l'efficacité a été diminuée de 10%.

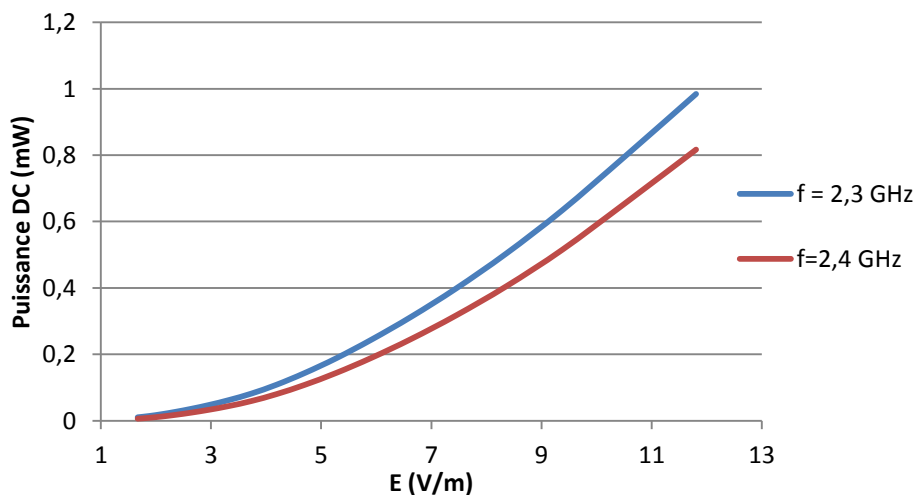


Figure II-42. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident

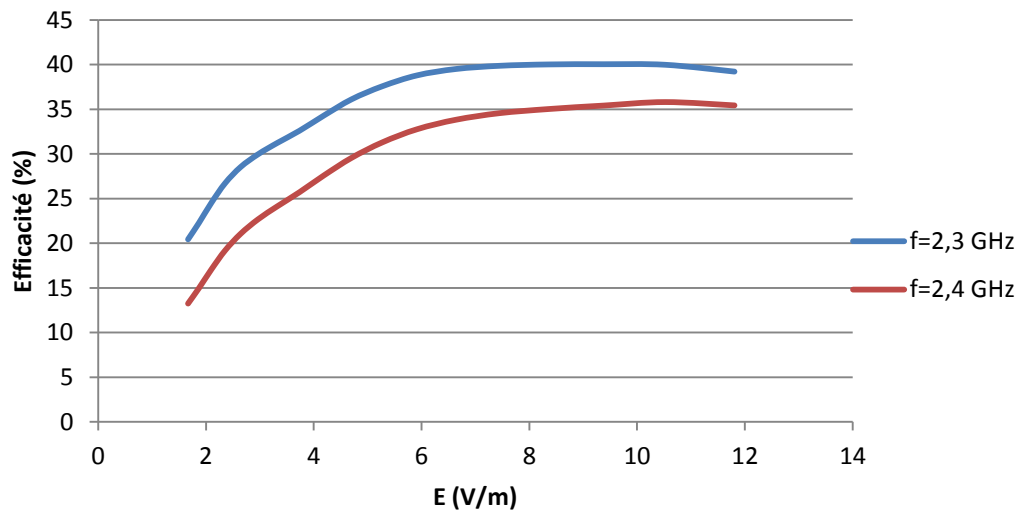


Figure II-43. Efficacité mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident

Le Tableau 3 donne une comparaison des performances de la rectenna réalisée avec l'état de l'art. Malgré la dégradation de l'efficacité de notre rectenna, celle-ci reste acceptable si nous prenons en compte la densité de puissance en entrée ainsi que les nouvelles dimensions de la structure.

Ref	Fréquence	PRF	S	PDC	η_1	η_2	Surface
[41]	2,45 GHz- 5,8 GHz	19,5 dBm- 15,5 dBm	2,38 mW/cm ² 8,77 mW/cm ²	75,4 mW- 40,6 mW	----	84,4% - 82,7%	NC*
[29]	2,45 GHz	----	1,95 μ W/cm ²	19 μ W	----	80%	8 x 8,7 cm ² 0,46 λ_0^2
[68]	2,43 GHz	----	1,5 μ W/cm ²	----	----	38,2%	3,4 x 3,27 cm ² 0,072 λ_0^2
[51]	2,45 GHz	----	0,525 mW/cm ²	4,97mW*	----	63%	10 x 11 cm ² 0,73 λ_0^2
[69]	2,45 GHz	13 dBm	----	----	72,5%		13,5 x 9,3 cm ² 0,82 λ_0^2
[70]	2,49 GHz	-10 dBm	----	----	41%	----	5 x 5 cm ² 0,51 λ_0^2
[71]	2,4	22 dBm	----	130 mW	82,3%		10 x 10 cm ² 0,64 λ_0^2
ICI	2,3 GHz		23 μW/cm²	1 mW		40%	4,8 x 2,3 cm² 0,064λ_0^2

Tableau 3. Comparaison des performances de rectennas

*calculé par moi-même à partir des données de l'article

Conclusion

Le changement du moyen d'excitation de l'antenne a permis de réduire fortement la surface géométrique de celle-ci, la surface de l'antenne a été réduite de $7 \times 6 \text{ cm}^2$ à $4,8 \times 2,3 \text{ cm}^2$ (réduction totale de 74%). Malgré la réduction de sa surface, l'antenne présente un gain du même ordre que celui de l'antenne DA présentée plus haut. Nous avons donc réussi à avoir un très bon compromis compacité/gain. Néanmoins, l'augmentation du gain se fait par l'ajout d'un réflecteur métallique, l'inconvénient de ce dernier est qu'il engendre une dégradation de l'adaptation de l'antenne, ce qui impacte l'efficacité totale de la rectenna. L'efficacité maximale est obtenue à 2,3 GHz. Elle est supérieure à 20% pour de faibles niveaux de champ électrique incident. Le changement de l'excitation a également annulé le comportement bi-bande de l'antenne. Par conséquent la rectenna réalisée est mono-bande autour de 2,3 GHz.

IV. DEUXIEME MINIATURISATION DE L'ANTENNE DIPOLE ARRONDI

Après cette première expérience, nous avons tenté de réduire encore plus les dimensions de la rectenna en diminuant encore plus la surface de l'antenne. Dans cette partie, nous allons présenter la troisième version de la rectenna DA à 2,4 GHz. L'antenne sera présentée dans un premier temps avec les résultats de simulation et de mesures, ensuite les résultats de mesures de la rectenna seront exposés. Nous avons gardé le même redresseur.

IV.1. Techniques de miniaturisation des antennes

La miniaturisation des antennes est régie et limitée par des principes physiques, elle se fait à l'aide de certaines techniques qui présentent des avantages et des inconvénients, elles peuvent être regroupées dans deux grandes catégories : l'utilisation des matériaux et la modification géométrique des antennes.

L'utilisation des matériaux peut être résumée à trois types de matériaux :

- Les matériaux diélectriques
- Les matériaux magnétiques
- Les métamatériaux

Le changement de la géométrie consiste à introduire des modifications sur l'élément rayonnant afin de réduire ses dimensions ou de permettre son fonctionnement à des fréquences plus basses tout en gardant les mêmes dimensions Cette modification peut s'effectuer par :

- L'ajout d'un court-circuit ou d'un circuit ouvert, l'antenne PIFA (Planar Inverted F-Antenna) en est un exemple.
- Le repliement de l'élément rayonnant. L'article [24] utilise cette technique, le dipôle est plié sur les bords pour atteindre une structure plus compacte.
- Le chargement par fente, cette technique est souvent utilisée sur des antennes plaquées ou patches, elle consiste à allonger le chemin parcouru par le courant surfacique en

introduisant des fentes à des endroits bien définis. Le courant est alors obligé de contourner les fentes et donc le chemin qu'il parcourt est plus long. Par conséquent, la longueur d'onde de l'antenne est artificiellement allongée. Il en résulte une fréquence de fonctionnement plus basse.

- L'ajout d'éléments localisés :
 - Composants électroniques : il est possible de réduire les dimensions de l'antenne en introduisant des éléments discrets tels que les résistances, les inductances et les capacités. L'article [72] utilise cette technique. Néanmoins, ces composants introduisent des pertes d'insertion et causent une diminution de l'efficacité de l'antenne.
 - Résonateurs couplés : cette technique consiste à rapprocher un élément métallique de l'élément rayonnant. En plus de créer une résonance, cet élément va conduire le courant par couplage électromagnétique et contribuer au rayonnement. Cette technique de miniaturisation a été utilisée dans [73] et [74].

IV.2. Antenne

Dans ce travail, nous avons choisi d'utiliser la technique du résonateur couplé car elle s'adapte bien à notre design. Nous avons introduit un « anneau rectangulaire » autour de l'antenne. Cet anneau a permis de réduire l'antenne de $4,8 \times 2,3 \text{ cm}^2$ à $3,4 \times 2,3 \text{ cm}^2$. L'excitation de l'antenne a été effectuée par la même transition utilisée pour la deuxième antenne DA. L'antenne a été simulée à l'aide du logiciel HFSS, la Figure II-44 montre la densité de courant surfacique de l'antenne, nous pouvons voir qu'un courant circule aussi sur l'anneau, ce dernier va donc via sa longueur et par couplage électromagnétique avec l'élément rayonnant, décaler la fréquence de résonance à une fréquence plus basse, ce qui va permettre miniaturiser l'antenne. L'anneau de couplage contribuera également au rayonnement de l'antenne, permettant ainsi de garder des performances similaires en termes de gain. Le nom de cette antenne est « Dipôle Arrondi Avec Anneau (DAAA) ».

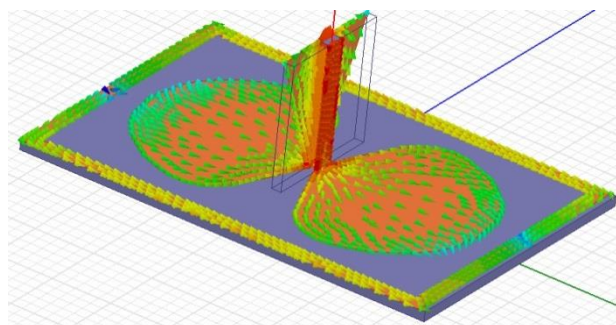


Figure II-44. Distribution du courant surfacique de l'antenne dipôle arrondi avec anneau rectangulaire

IV.2.1. Coefficient de réflexion

Dans un premier temps, la longueur de l'antenne de base a été réduite de 4,8 cm à 3,4 cm. Sa fréquence de résonance a été décalée vers 4 GHz, ce qui est évident car la longueur du dipôle a diminué. Cependant, l'utilisation de l'anneau a permis, par couplage électromagnétique de décaler cette fréquence basse de 4 GHz à 2,5 GHz comme le montre la Figure II-45, résultant en une antenne qui fonctionne à plus basse fréquence avec les mêmes dimensions. La Figure II-45 reporte les résultats comparatifs entre l'antenne dipôle arrondi « sans anneau » et « avec anneau ». Néanmoins, la bande passante de cette résonance est assez étroite, mais l'antenne garde une bonne adaptation (inférieur à -10 dB) entre 2,4 GHz et 4 GHz. Un travail d'optimisation a été effectué sur la longueur de l'anneau, sa largeur et le gap séparant les extrémités de l'élément rayonnant et l'anneau.

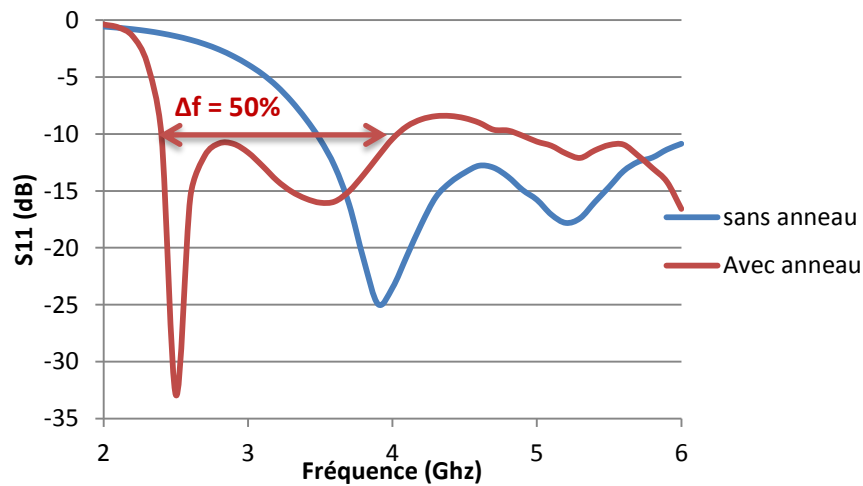


Figure II-45. Coefficient de réflexion pour l'antenne DA sans anneau (bleu) et avec anneau (rouge)

Un réflecteur métallique a été placée à 3 cm en dessous de l'antenne afin d'augmenter le gain. Comme pour le cas du deuxième DA, une dégradation de l'adaptation a été observée à la fréquence de 2,4 GHz comme le montre la Figure II-46.

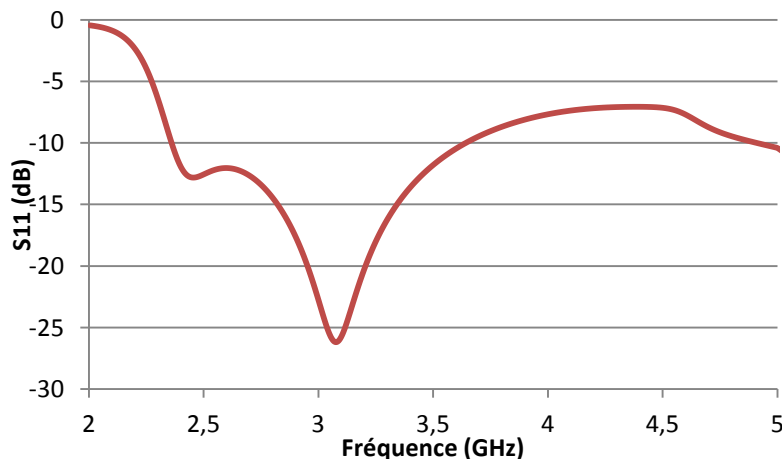


Figure II-46. Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne DAAA avec plan réflecteur

IV.2.2. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement simulé affiche un gain maximal simulé dans l'axe ($\varphi = \theta = 0^\circ$) de 7,7 dBi à 2,4 GHz avec un angle d'ouverture légèrement supérieur à 60° (Figure II-47). Malgré la compacité de l'antenne, son gain est égal à celui obtenu avec le deuxième dipôle arrondi. Ceci est dû à l'utilisation de l'anneau qui contribue également au rayonnement de l'antenne.

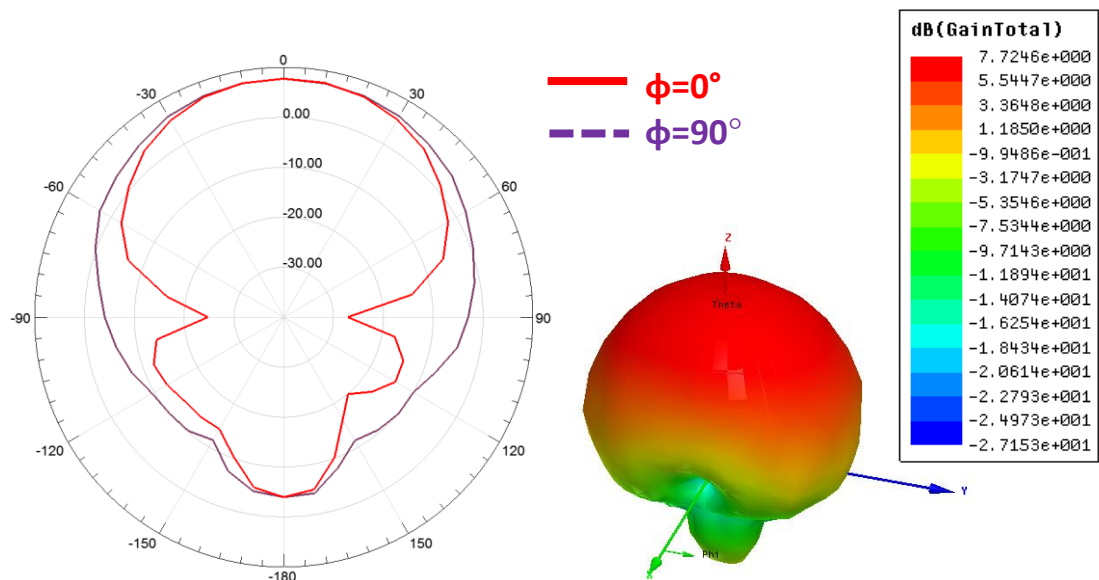


Figure II-47. Diagramme de rayonnement à 2,4 GHz pour $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$

IV.3. Fabrication et résultats expérimentaux

IV.3.1. Fabrication antenne

L'antenne et la transition ont été réalisées sur FR4. Un connecteur SMA est monté à l'entrée pour permettre la caractérisation de l'antenne, la Figure II-48 montre la structure réalisée.



Figure II-48. Antenne Dipôle Arrondi Avec Anneau « DAAA »

IV.3.2. Coefficient de réflexion

La Figure II-46 montre les coefficients de réflexion simulé et mesuré avec le réflecteur. Les résultats de simulation montrent une première résonance à 2,4 GHz, celle-ci est moins prononcée en mesure. Mise à part cela, une bonne corrélation simulation/mesure est obtenue.

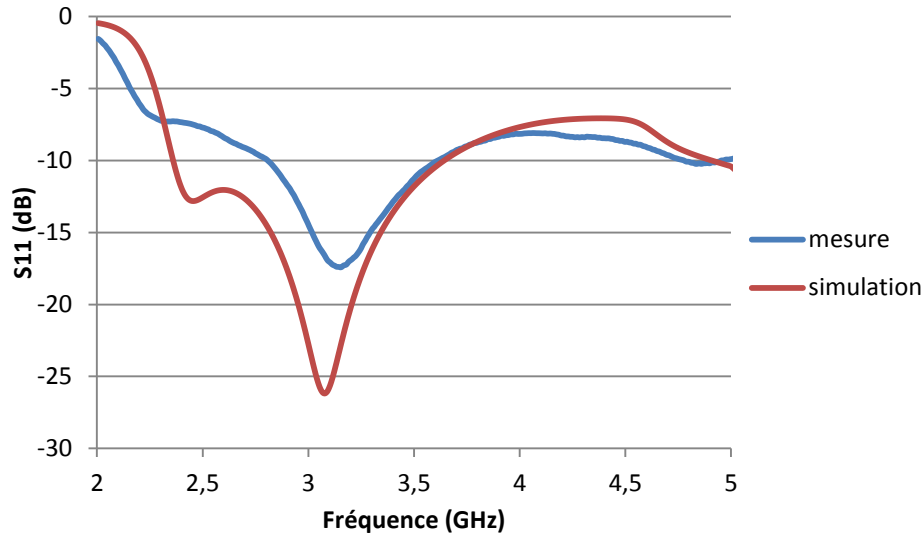
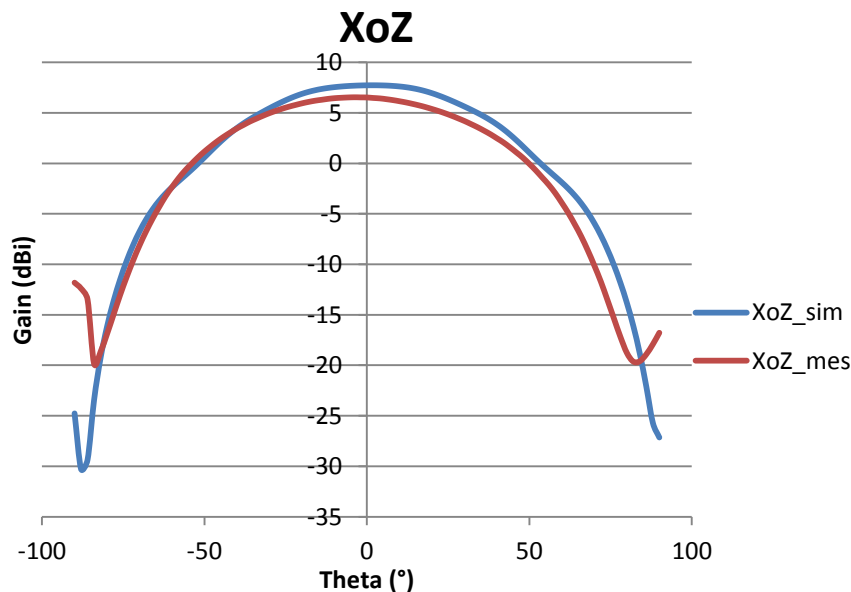


Figure II- 49. Coefficient de réflexion pour l'antenne DAAA avec plan réflecteur simulé (rouge) et mesuré (bleu)

IV.3.3. Gain mesuré avec plan réflecteur

Le gain maximal mesuré est de 6.2 dBi avec un angle d'ouverture à -3dB de 80°, la surface totale de l'antenne a été réduite de 30% comparé à la deuxième antenne DA pour une diminution du gain de seulement 0.3 dB. La Figure II- 39 présente le gain dans les deux coupes XoZ ($\varphi = 90^\circ$) et YoZ ($\varphi = 0^\circ$). La technique de miniaturisation utilisée permet donc de conserver les mêmes performances en termes de gain avec une antenne plus compacte.



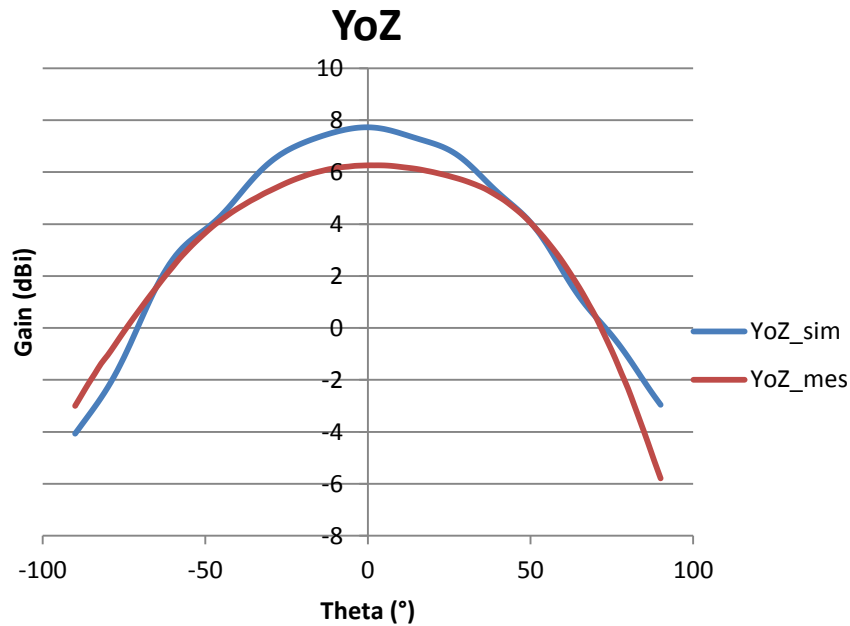


Figure II- 50. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux coupes XoZ et YoZ : simulé (bleu) et mesuré (rouge)

IV.4. Rectenna à dipôle arrondi

Un redresseur identique à celui présenté plus haut a été utilisé. la Figure II-51 montre une photo de la rectenna réalisée. Le réflecteur a été rajouté pour la suite des mesures.

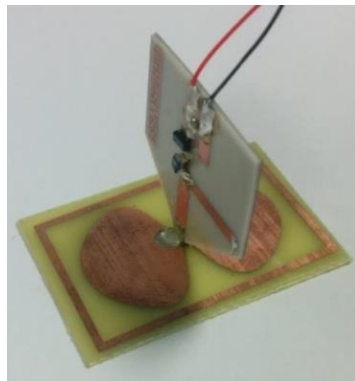


Figure II-51. Rectenna réalisée

IV.4.1. Puissance DC récupérée par la rectenna

La puissance DC récupérée par la rectenna en fonction de la fréquence pour un champ électrique incident variant entre 9V/m et 12 V/m est présentée en fonction de la fréquence sur la Figure II-52. Pour une charge de 1,5k Ω , nous pouvons observer que la puissance DC maximale est récupérée à 2.3 GHz. Elle est d'environ 0,95 mW pour un champ E égal à 10,9V/m. Une bande passante de 500 MHz est obtenue à $P_{max}/2 = 0,48$ mW.

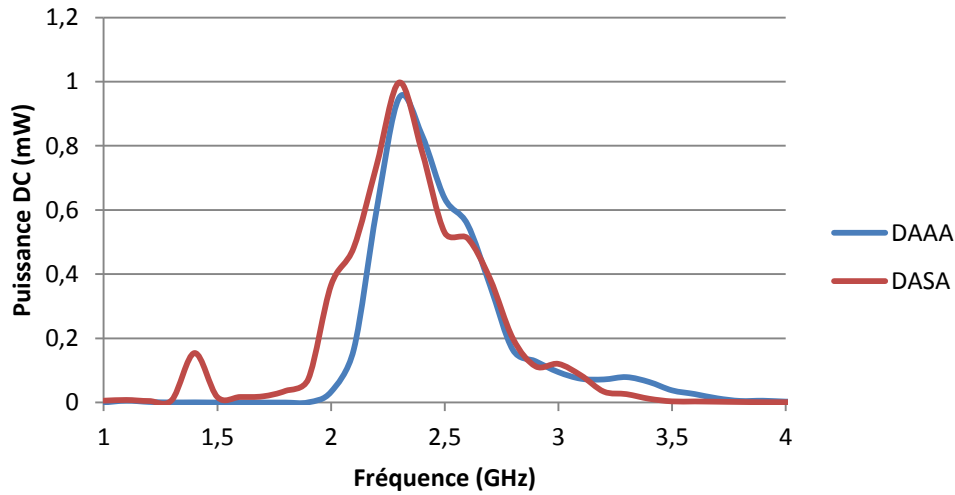


Figure II-52. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction de la fréquence DAAA (bleu) DASA (rouge)

IV.4.2. Puissance DC et efficacité de la rectenna

Etant donné que la désadaptation est plus évidente pour cette antenne à 2,4 GHz, la puissance DC récupérée est plus faible par rapport au deuxième DA car les pertes par désadaptation sont plus importantes. Par conséquent, l'efficacité de la rectenna a légèrement diminué. Les Figure II-53 et Figure II-54 présentent la puissance DC ainsi que l'efficacité mesurées en fonction du champ électrique incident à une fréquence de 2,3 GHz et 2,4 GHz. Comparé à la deuxième structure, l'efficacité a diminué de 2% environ à 2,3 GHz,. Néanmoins, celle-ci reste supérieure à 20 % à partir de $E = 1,6\text{V/m}$.

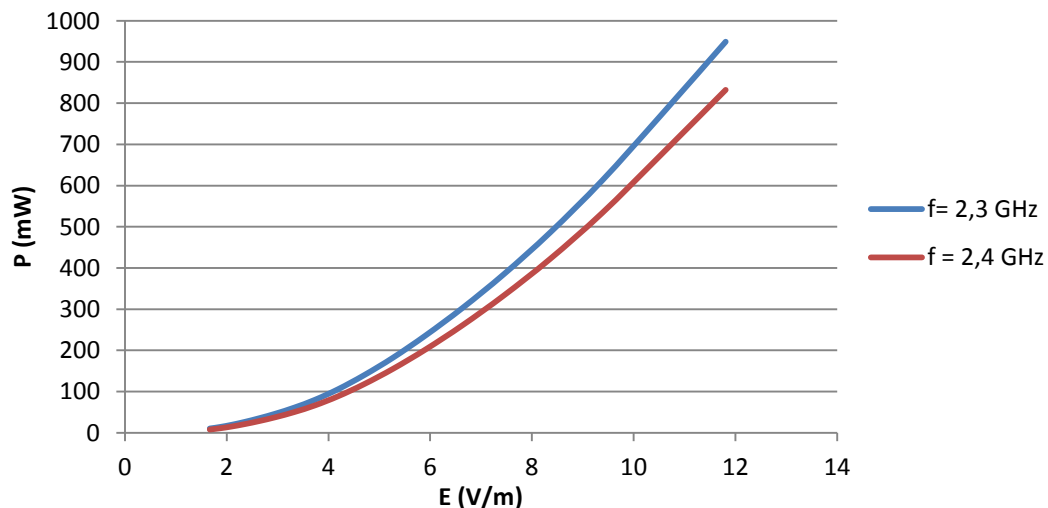


Figure II-53. Puissance DC mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident

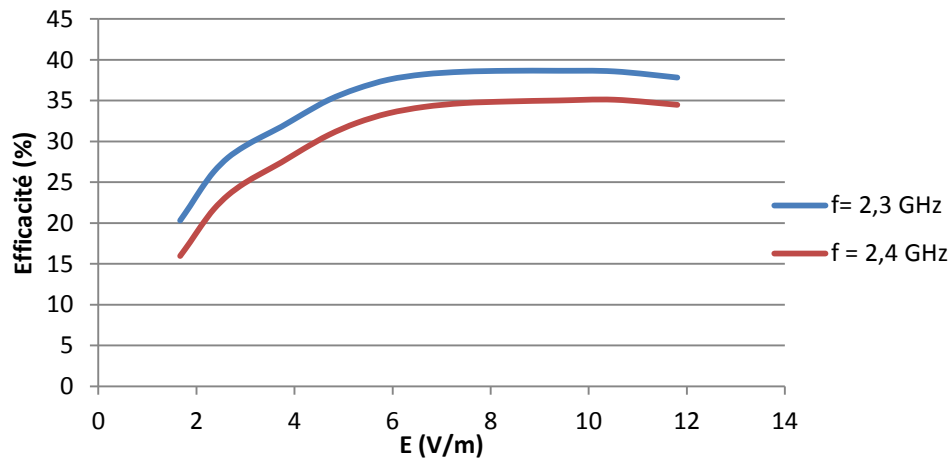


Figure II-54. Efficacité mesurée de la rectenna en fonction du champ électrique incident

Le **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** fait une comparaison des performances de la rectenna réalisée avec l'état de l'art. L'efficacité a diminué de 1,4%, mais l'ajout de l'anneau a permis d'obtenir une structure encore plus compacte vis-à-vis de la longueur d'onde. La rectenna DAAA permet d'obtenir une efficacité moyenne pour une densité de puissance moyenne en entrée, elle est de loin la structure la plus compacte comparé à l'état de l'art. Ceci a été réalisé en grande partie grâce à l'utilisation d'un anneau résonateur de couplage. En prenant cela en compte, un excellent compromis compacité / efficacité a été réalisé dans ce travail.

Ref	Fréquence	PRF	S	PDC	η_1	η_2	Surface
[41]	2,45 GHz- 5,8 GHz	19,5 dBm- 15,5 dBm	2,38 mW/cm ² 8,77 mW/cm ²	75,4 mW- 40,6 mW	----	84,4% - 82,7%	NC*
[29]	2,45 GHz	----	1,95 μ W/cm ²	19 μ W	----	80%	8 x 8,7 cm ² 0,46 λ_0^2
[68]	2,43 GHz	----	1,5 μ W/cm ²	----	----	38,2%	3,4 x 3,27 cm ² 0,072 λ_0^2
[51]	2,45 GHz	----	0,525 mW/cm ²	4,97mW*	----	63%	10 x 11 cm ² 0,73 λ_0^2
[69]	2,45 GHz	13 dBm	----	----	72,5%	----	13,5 x 9,3 cm ² 0,82 λ_0^2
[70]	2,49 GHz	-10 dBm	----	----	41%	----	5 x 5 cm ² 0,51 λ_0^2
[71]	2,4	22 dBm	----	130 mW	82,3%	----	10 x 10 cm ² 0,64 λ_0^2
ICI	2,3 GHz	----	23 μ W/cm ²	0,95 mW	38,6%	----	3,4 x 2,3 cm ² 0,045 λ_0^2

Tableau 4. Comparaison des performances de rectennas

*calculé par moi-même à partir des données de l'article

Conclusion

L'ajout d'un anneau de couplage autour de l'élément rayonnant a permis une réduction supplémentaire de 30% du dipôle arrondi sans modifier le gain de l'antenne sans anneau, Cependant, étant donné que la dégradation de l'adaptation en impédance est plus marquée en présence de l'anneau, l'efficacité totale de la rectenna est légèrement dégradée à 2,3 GHz (d'environ 2%).

Pour résumer ce chapitre, le changement du moyen d'excitation et l'utilisation d'un anneau rectangulaire résultent en une structure plus compacte. La réduction de la surface totale de l'antenne est de 82%, pour une réduction de seulement 10% de l'efficacité. Un très bon compromis compacité / efficacité a été réalisé. Cependant, l'utilisation d'un plan réflecteur réduit la bande passante de l'antenne et dégrade son adaptation. Le Tableau 5 présente une synthèse des performances des trois rectennas.

Rectennas	Fréquence	BP de l'antenne	Adaptation	Efficacité maximale	Surface antenne
DA 1	2 GHz 2,45 GHz	Large ($\Delta f = 31,8\%$)	Très Bonne	49%	6 x 7 cm ²
DA 2	2,3 GHz	Large ($\Delta f = 30\%$)	Bonne	40%	4,8 x 2,3 cm ²
DA 3	2,3 GHz	Large ($\Delta f = 50\%$)	Mauvaise	38,6%	3,4 x 2,3 cm ²

Tableau 5. Synthèse des performances des trois rectenna

CHAPITRE III : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNAS POUR DES APPLICATIONS SPATIALES

Dans le but d'avoir une liaison fiable et un fonctionnement à long terme des satellites géostationnaires, le suivi de l'état des satellites est un travail nécessaire. Dans ce contexte, l'utilisation de capteurs sans fil pour le suivi de l'état de fonctionnement de satellites d'un point de vue structurel et thermique s'impose comme une solution compétitive. Un satellite géostationnaire contient des antennes à fort-gain utilisées pour différentes applications de télécommunications dans les bandes C, X, Ku, Ka. Ces antennes sont placées sur des panneaux du satellite comme le montre la Figure III-1. L'idée est donc de déployer un réseau de capteurs sans fil sur la surface de ces panneaux afin de faire le suivi de ces derniers d'un point de vue mécanique, thermique et autres. Cependant, le défi qui se présente est comment alimenter ce réseau de capteurs sans fil ?

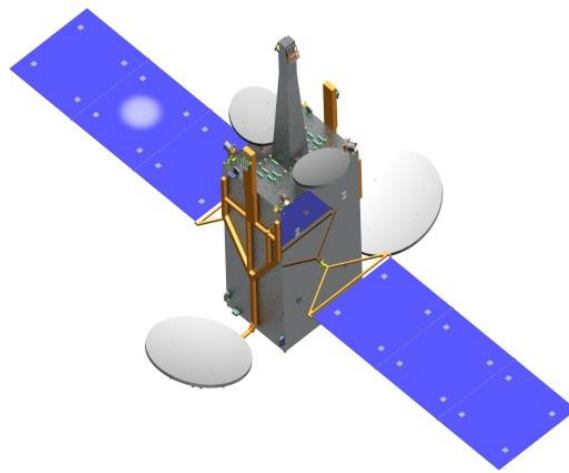


Figure III-1. Satellite géostationnaire, antennes de télécommunications montées sur les panneaux du satellite

Etant donné que les antennes montées sur le satellite sont utilisées pour des liaisons avec la terre, elles ont un diagramme de rayonnement très directif, leur lobe principal est dirigé vers la terre. En revanche, elles contiennent également des lobes secondaires qui rayonnent en partie à l'arrière de l'antenne, c'est-à-dire sur les panneaux du satellite. Le champ électrique rayonné par ces lobes secondaires peut être à polarisation linéaire ou circulaire et peut atteindre les niveaux maximaux suivants : 40V/m en bande C, 49,5V/m en bande X, 106V/m en bande Ku et 127V/m en bande K [28]. Thales Alenia Space a réalisé des simulations électromagnétiques avec le logiciel GRASP de TICRA en prenant en compte le cas d'un satellite « Spacebus classe-C ». Les champs électriques simulés sur les panneaux (face terre et latéraux) en bande C, Ku et K sont donnés dans la Figure III-2. Les panneaux du satellite sont illuminés par des champs électriques supérieurs à 4V/m et qui peuvent atteindre des niveaux très haut en bande Ku/K. Etant donné que les panneaux du satellite sont illuminés par de l'énergie électromagnétique, il serait judicieux d'y positionner donc des rectennas pour récupérer cette énergie et alimenter les capteurs sans fil.

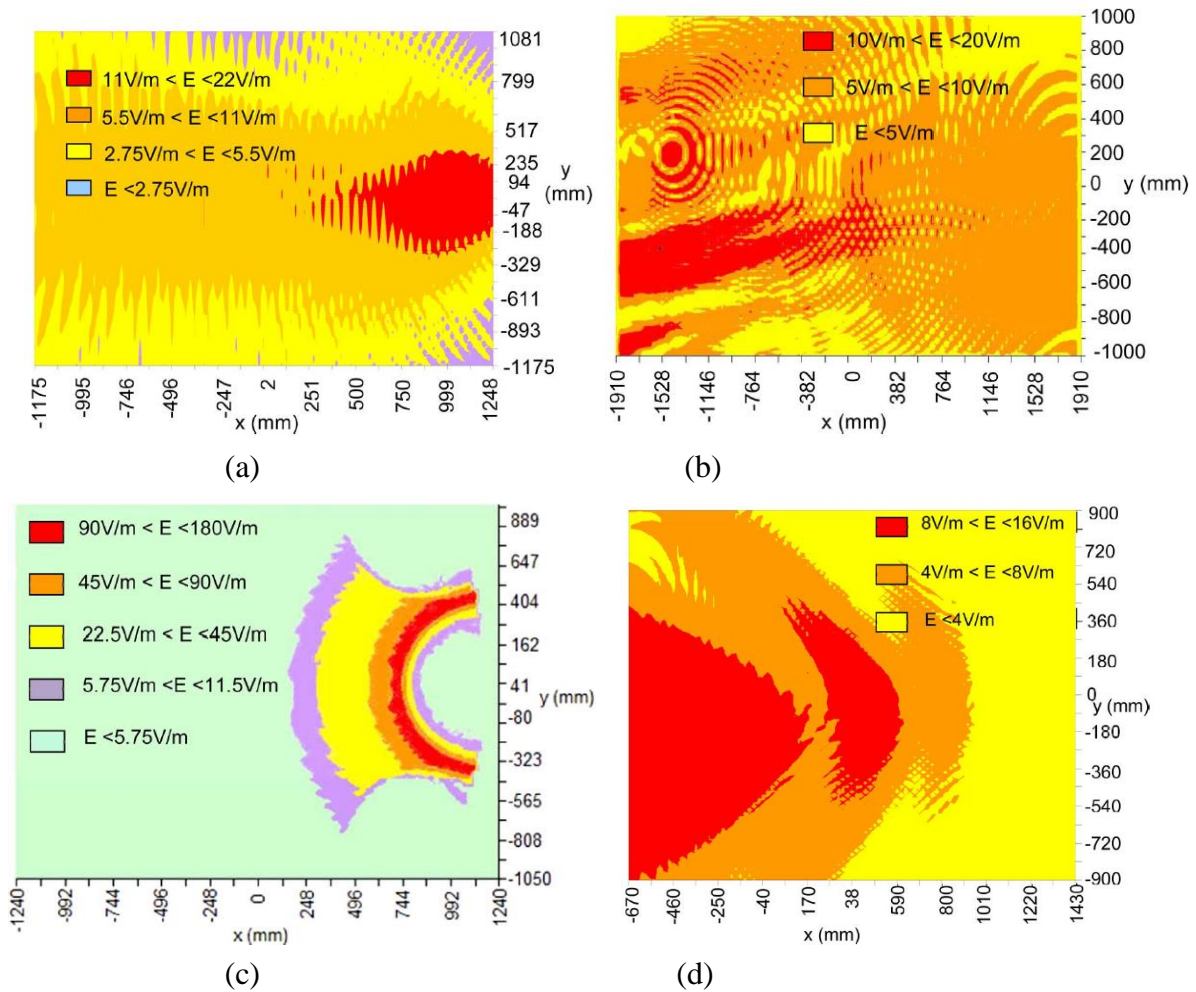


Figure III-2. Distribution du champ électrique illuminant les panneaux satellites [28] (a) panneau latéral à $f = 3,5$ GHz et Prayonnée = 90W (b) panneau latéral à $f = 10,7$ GHz et Prayonnée = 86,5 W (c) panneau latéral à $f = 17,7$ GHz et Prayonnée = 70 W (d) panneau face terre $f = 21,4$ GHz et Prayonnée = 85 W

Néanmoins, pour les applications spatiales, il est important de mettre l'accent sur certains points:

- La rectenna doit être la plus simple possible afin d'éviter les pertes d'énergie inutiles.
- Le substrat et les composants utilisés doivent être adaptés pour les applications spatiales.
- La ou les fréquences de fonctionnement doivent être choisies en amont, en fonction du niveau de champ électrique disponible.
- Il est possible que la charge optimale ne soit pas égale à la charge réelle du capteur.

Il faut également respecter certains critères lors de la conception de la rectenna afin de maximiser la quantité d'énergie récupérée, Par exemple, étant donné que la direction d'arrivée des ondes électromagnétiques est quelconque et ne peut pas être déterminée avec précision, l'angle d'ouverture à -3dB de l'antenne doit être large sans que ceci n'impacte le gain total,

Il y a donc un travail d'optimisation à faire afin de régler au mieux ces compromis. Dans cette partie, deux rectennas seront présentées, la première est une rectenna multi-bandes visant les bandes Ku et Ka et la seconde est une rectenna large bande qui opère dans la bande C.

I. RECTENNA MULTI-BANDES

I.1. Structure

Comme ceci a été expliqué au premier chapitre, la structure multi-bandes peut être basée sur deux topologies (Cf. Figure I-17), la rectenna proposée utilise le principe de la Figure I-17 (a), elle est composée d'un réseau de 4 antennes dipôles croisés (4CDAA pour 4 Cross Dipole Antenna Arrays) et d'une diode Schottky SMS7630 montée en configuration parallèle. Comme ceci sera démontré par la suite, cette structure présente un bon compromis entre les critères cités plus haut, à savoir la simplicité, la compacité et le gain. La meilleure technique d'excitation d'une 4CDAA est d'utiliser des lignes CPS (CoPlanar Stripline), dans ce cas, il est naturel de connecter la diode, la capacité de filtrage et la charge en parallèle. Les composants utilisés sont des composants montés sur surface (CMS). La Figure III-3 montre le layout de la rectenna fabriquée. La face avant contient l'antenne et la diode Schottky tandis que la face arrière contient la capacité de filtrage et la charge, 6 vias métallisés ont servi pour la mise en réseau des 4 dipôles croisés et pour connecter les pistes métalliques de la face avant et la face arrière. Un plan réflecteur métallique a été positionné avec soin derrière la rectenna afin d'augmenter le gain de l'antenne et ainsi renforcer l'efficacité de la rectenna.

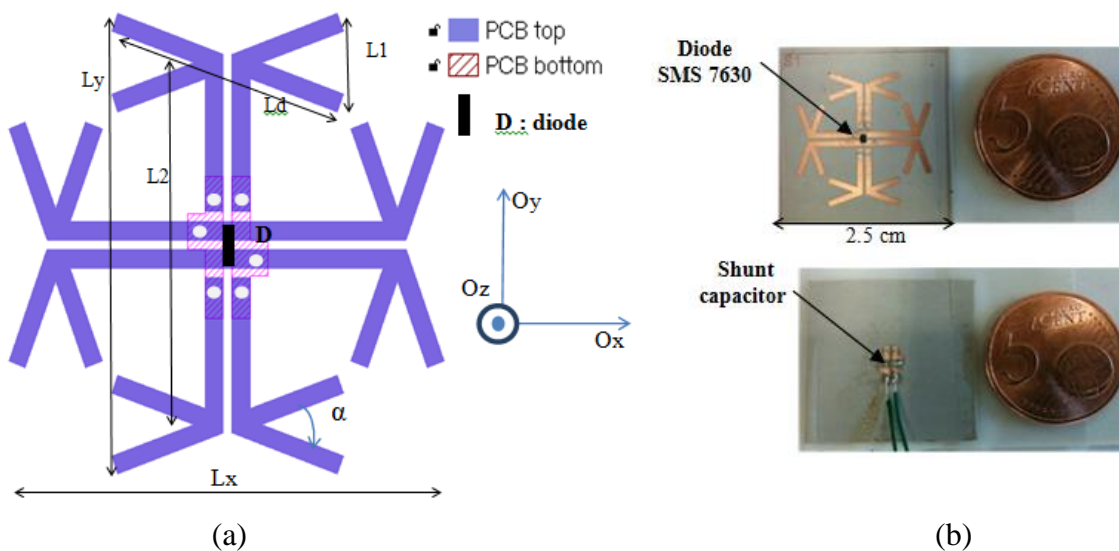


Figure III-3. (a) Layout de la rectenna 4CDAA et (b) photo de la rectenna fabriquée

La rectenna 4CDAA est une extension de la rectenna présentée dans [75]. Celle-ci est composée d'un réseau de deux antennes dipôles croisés (2CDAA). Le même principe est utilisé, la diode est montée en parallèle en face avant avec l'antenne, la capacité de filtrage et la charge sont montées en parallèle également en face arrière et un plan réflecteur métallique est utilisé. Cette structure vise la bande Ku, elle fonctionne à une fréquence de 12GHz, la

Figure III-4 montre le gain de l'antenne 2CDAA à $f=14,7$ GHz ainsi que la puissance DC récupérée en fonction de la fréquence pour une charge de 500Ω , le gain simulé est de 7,4 dBi et une puissance DC supérieure à 1 mW est récupérée à 14,7GHz.

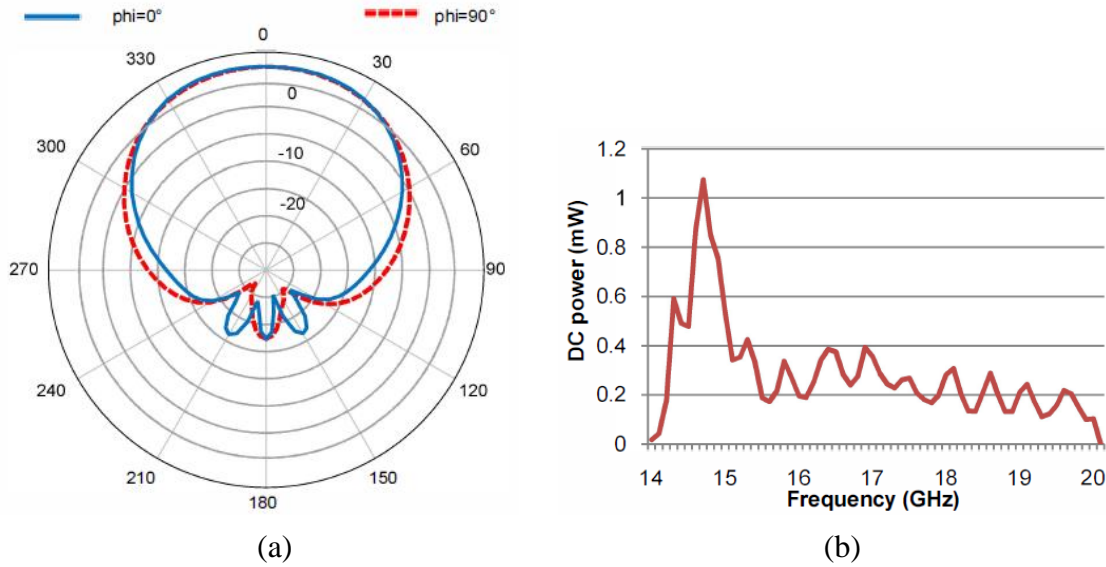


Figure III-4. (a) Gain de l'antenne 2CDAA (b) puissance DC en fonction de la fréquence [75]

La rectenna 4CDAA occupe une surface de $2,5 \text{ cm}^2$ qui correspond à λ_0^2 . Cette compacité est obtenue grâce à la technique d'adaptation par complexe conjuguée utilisée (Cf. chapitre 1), rappelons que cette technique permet d'adapter l'antenne au redresseur sans avoir recours à un circuit d'adaptation physique, l'adaptation peut être effectuée en réalisant la condition suivante :

$$Z_{in_{antenne}} = Z_{in_{redresseur}}^* \quad (III - 1)$$

Et concrètement, ceci est réalisé en contrôlant les positions de la capacité de filtrage et de la charge. La rectenna entière a été simulée sur HFSS, le substrat utilisé est le Rogers RT/Duroïd 6002 (épaisseur : 0,508 mm, permittivité relative du diélectrique: 2,94, facteur de dissipation diélectrique : 0,0012) [76], la diode a été modélisée par un port de tension localisé (Lumped Port), la capacité de filtrage et la charge ont été modélisées par des composants localisés en utilisant l'option (Lumped RLC) de HFSS. Les valeurs de la capacité de filtrage et de la charge sont respectivement de 1,5pF et 300Ω (Charge optimale déterminée par des mesures).

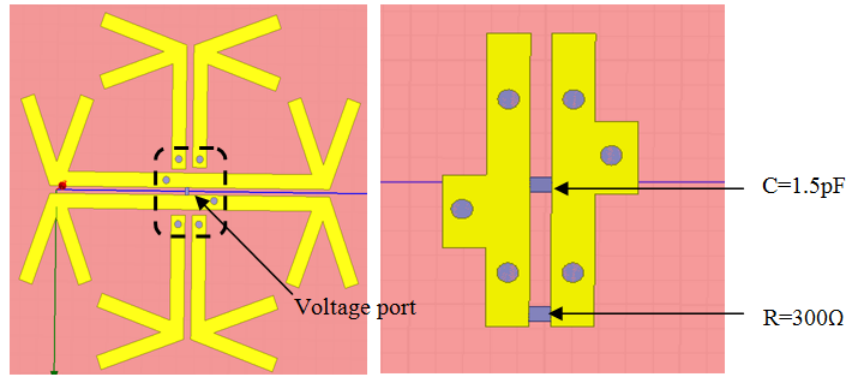


Figure III-5. Conception HFSS de la rectenna

I.2. Résultats de simulation

La rectenna affiche un comportement multi-bandes à trois fréquences (12GHz, 17,6 GHz et 20,2GHz) comme l'illustrent les courbes du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée Z_{in} de la Figure III-6, la fréquence de résonance de l'antenne f_0 est de 12 GHz, les deux fréquences f_1 et f_2 correspondent à des fréquences de résonance multiples de f_0 : $f_1 \sim 3f_0/2$ et $f_2 \sim 2f_0$.

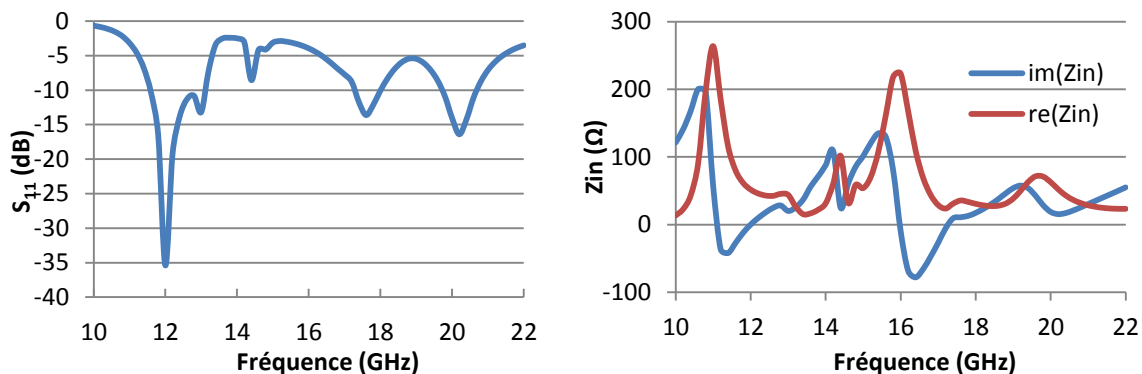


Figure III-6. Résultats de simulation (a) coefficient de réflexion (b) impédance d'entrée de l'antenne

Quelques règles de base doivent être respectées afin de concevoir cette rectenna, il faut par exemple que la longueur des dipôles L_d soit de $\lambda/2$, la distance entre deux réseaux opposés L_2 doit être un multiple entier de λ . L'angle des dipôles croisés α impacte la polarisation de l'antenne, les lignes de transmission adaptées sont les lignes CPS. La polarisation de l'antenne peut être linéaire ou circulaire, cela dépend de l'angle α et de la phase relative à l'entrée de chaque CDAA, nous avons ciblé ici une polarisation linéaire. Les dimensions de la rectenna sont comme suit : $L_1 = 4$ mm, $L_2 = 15,3$ mm, $L_d = 10,6$ mm, $L_x = L_y = 19,5$ mm.

Le comportement multi-bandes peut être interprété comme suit : à la première fréquence f_1 , la longueur des dipôles L_d est d'environ $\lambda/2$ et la longueur L_2 est d'environ λ . A la deuxième fréquence $f_2 = 1,5 \cdot f_1$, la longueur des dipôles L_d est d'environ $0,7\lambda$ et la longueur L_2 est d'environ $3\lambda/2$. A la troisième fréquence $f_3 = 2 \cdot f_1$, la longueur des dipôles L_d est d'environ λ

et la longueur L_2 est d'environ $2*\lambda$. Les Figure III-7 et Figure III-8 montrent respectivement le gain aux trois fréquences et les densités de courants associés.

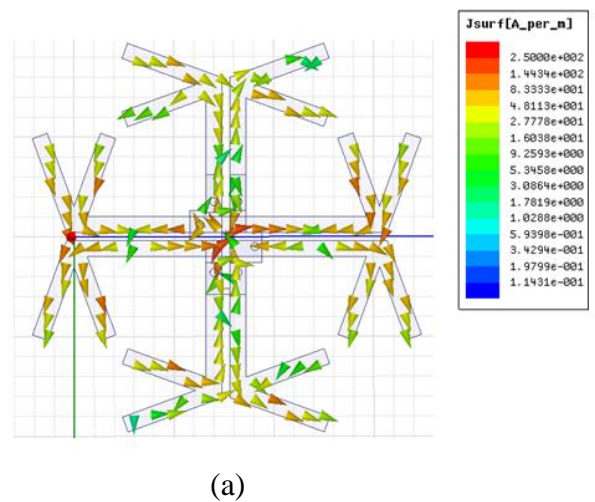
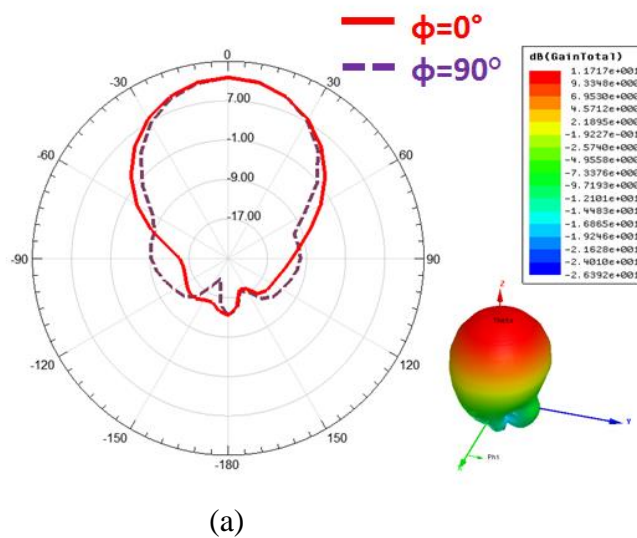
Théoriquement, à la troisième fréquence, comme $L_d \sim \lambda$, le diagramme de rayonnement est censé être nul au centre (apparition d'un trou au centre), cependant, ce n'est pas le cas ici, ceci peut être expliqué par :

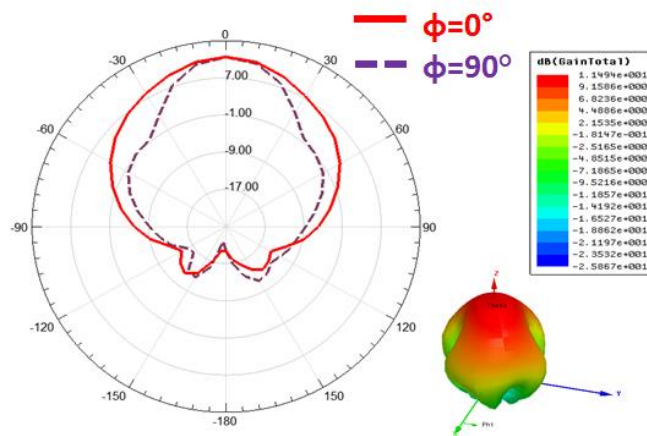
- L_2 n'est pas exactement égal à λ .
- la mise en réseau des 4CDAA et les éventuels couplages électromagnétiques entre ceux-ci.
- l'utilisation du réflecteur métallique qui comble ce trou en redirigeant le champ arrière vers l'avant.

Le gain maximal est calculé par l'expression suivante :

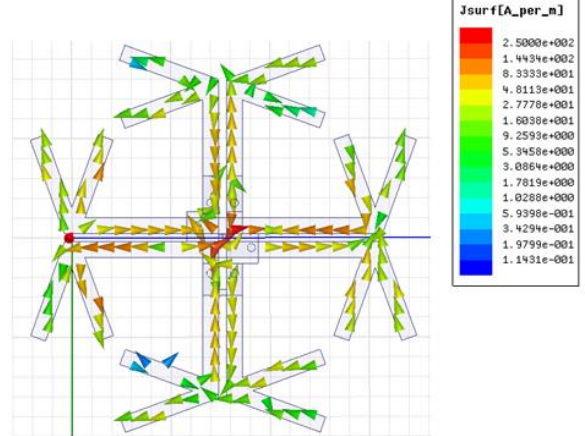
$$G_{max} = \log_{10}(n) + G_d + \text{Reflecteur} \quad (III - 2)$$

Avec n le nombre de dipôles (ici $n=8$), et G_d le gain théorique d'un dipôle sans pertes, L'ajout d'un plan réflecteur va également permettre d'augmenter ce gain. Le gain théorique peut atteindre environ 14,2 dBi si l'on considère le gain théorique d'un dipôle $\lambda/2$ $G_d=2,15\text{dBi}$ et que le réflecteur permet de rajouter 3dB au gain total. Les gains maximaux simulés (valeurs obtenues suivant l'axe OZ, pour $\theta=0^\circ$ et $\phi=0^\circ$) correspondants aux trois fréquences sont respectivement de 11,7 dBi, 11,7 dBi et 12 dBi. En revanche, l'angle d'ouverture à -3dB diminue avec la fréquence à cause de la distorsion que subit le diagramme de rayonnement.

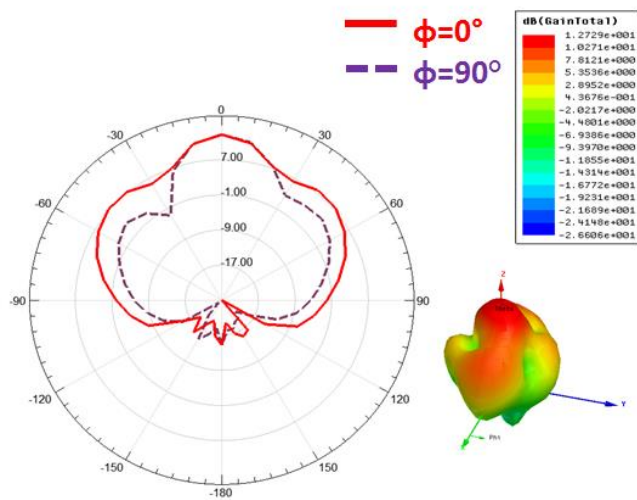




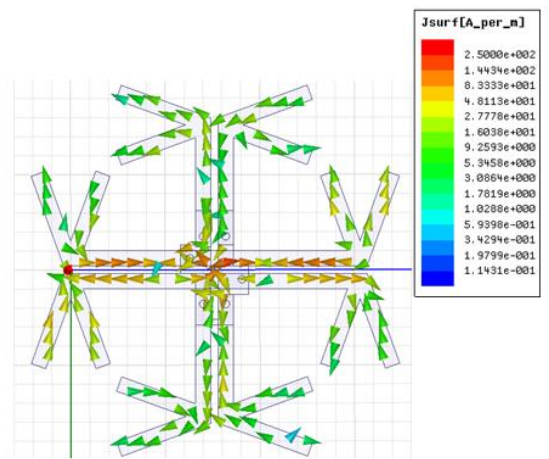
(b)



(b)



(c)



(c)

Figure III-7. Diagramme de rayonnement simulé de la 4CDAA sur les plans xOz ($\phi = 0^\circ$) et yOz ($\phi = 90^\circ$) (a) 12 GHz (b) 17,6 GHz (c) 20,2 GHz

Figure III-8. Distribution de la densité de courant surfacique (a) 12 GHz (b) 17,6 GHz (c) 20,2 GHz

I.3. Redresseur

La diode est l'élément clé dans le redressement, elle doit être choisie rigoureusement. Les points clés qui conditionnent le choix de la diode sont les suivants :

- la tension de seuil V_f : il faut qu'elle soit la plus faible possible pour les puissances faibles en entrée.
- la résistance série R_s : il faut qu'elle soit la plus faible possible pour réduire au maximum les pertes dans la diode.
- la capacité de jonction C_j : il faut qu'elle soit la plus faible possible pour fonctionner à plus hautes fréquences.

Le schéma équivalent d'une diode Schottky est donné sur la Figure III-9 où R_j est la résistance de jonction non-linéaire dérivée de la caractéristique I-V de la diode.

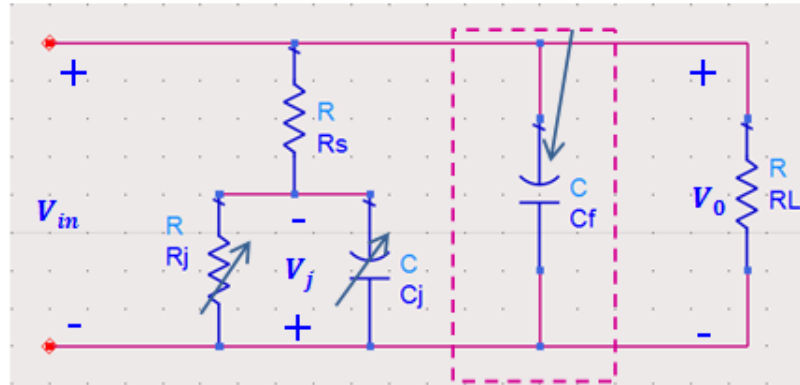


Figure III-9. Schéma électrique équivalent d'une diode schottky

La diode qui a été choisie pour ce travail est la SMS7630 [77], les paramètres de son modèle SPICE donnée par la documentation technique sont donnés par le Tableau 6.

Parameter	Value
Ohmic resistance (R_s)	20 Ω
Junction capacitance (C_{j0})	0,14 pF
Saturation current (I_s)	5 μA
Forward voltage (V_f)	0,34V
Reverse breakdown voltage (BV)	2 V

Tableau 6. Paramètres SPICE de la diode Schottky SMS7630 [77]

I.4. Résultats expérimentaux et discussions

I.4.1. Banc de mesures

L'objectif du banc de mesure utilisé est de reproduire l'environnement spatial dans lequel la rectenna sera placée, il s'agit d'illuminer la rectenna par un champ électrique équivalent à celui des lobes secondaires des antennes satellitaires. Pour ce faire, un générateur de puissance MG3694B à forte puissance (30dBm) est utilisé pour générer le signal micro-ondes qui est envoyé à l'entrée d'une antenne cornet à l'aide d'un câble coaxial, ce signal est ensuite rayonné par l'antenne d'émission. En réception, la rectenna est placée en face de l'antenne d'émission, à une certaine distance D. Etant donné que la polarisation est

linéaire, la rectenna est positionnée de façon à avoir la même polarisation que l'antenne émettrice. La tension DC est ensuite mesurée aux bornes de la charge par un voltmètre. Deux antennes cornet ont été utilisées pour couvrir toute la bande de 10 GHz à 22 GHz, le premier cornet permet de couvrir la bande [10GHz- 16GHz] et le second permet de couvrir la bande [16GHz, 22GHz]. Une interface logicielle a été développée sous Labview afin d'automatiser le processus de mesure et permettre ainsi de faciliter les balayages en fréquence et en puissance. La Figure III-10 montre un schéma descriptif du banc de mesure.

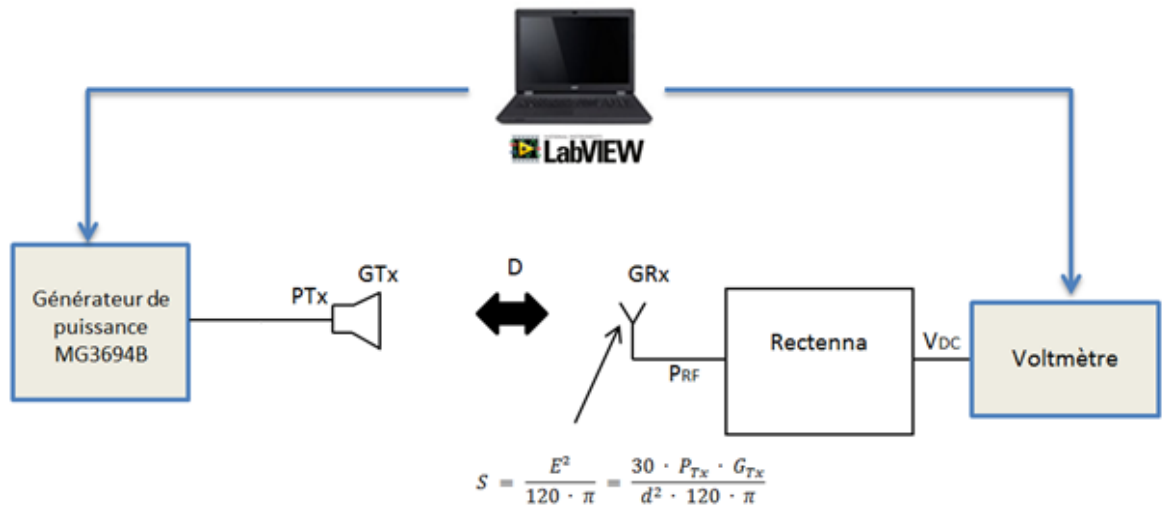
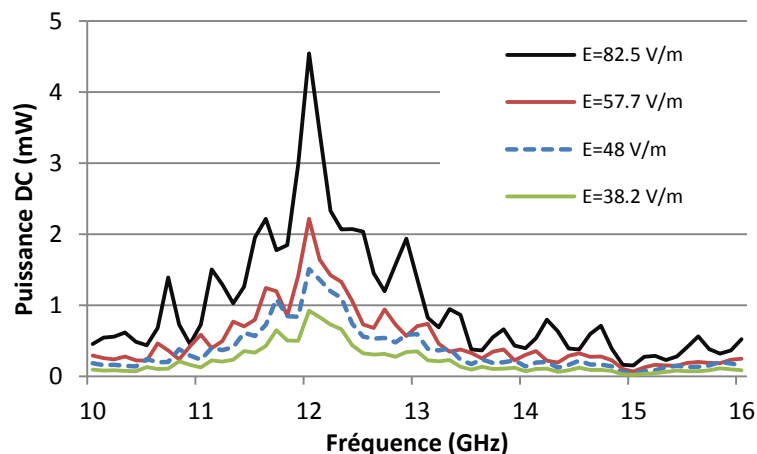


Figure III-10. Schéma descriptif du banc de mesure

I.4.2. Puissance DC

La Figure III-11 expose la puissance DC mesurée aux bornes d'une charge de 300Ω (charge optimale). Nous pouvons clairement voir le comportement multi-bandes de l'antenne, trois pics de puissance DC récupérée sont visibles à 12 GHz, 17 GHz et 20 GHz, comme prévu. La puissance DC atteint 4,5 mW à 12 GHz, environ 0,7 mW à 17 GHz et 0,8 mW à 20 GHz pour un champ électrique incident d'environ 83 V/m en moyenne.



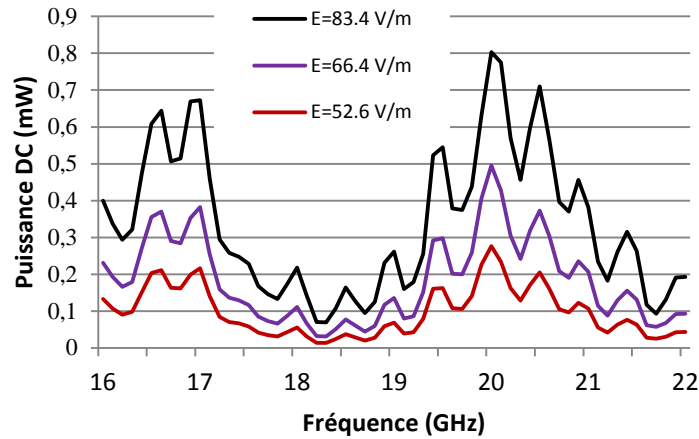


Figure III-11. Puissance DC récupérée (a) de 10 GHz à 16 GHz (b) de 16 GHz à 22 GHz

I.4.3. Charge R_L

La charge optimale a été déterminée expérimentalement à 12 GHz, la Figure III-12 affiche les résultats obtenus de la puissance DC pour un champ électrique incident de 48 V/m lorsque la charge varie de 100 Ω à 10 k Ω . Un potentiomètre standard (0-10 K Ω) est utilisé comme charge. La puissance DC maximale est obtenue quand $R = 300 \Omega$.

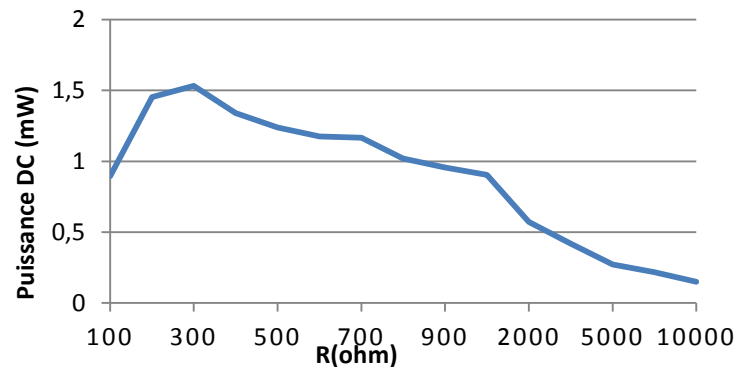


Figure III-12. Puissance DC en fonction de la charge pour $f = 12 \text{ GHz}$ et $E = 48 \text{ V/m}$

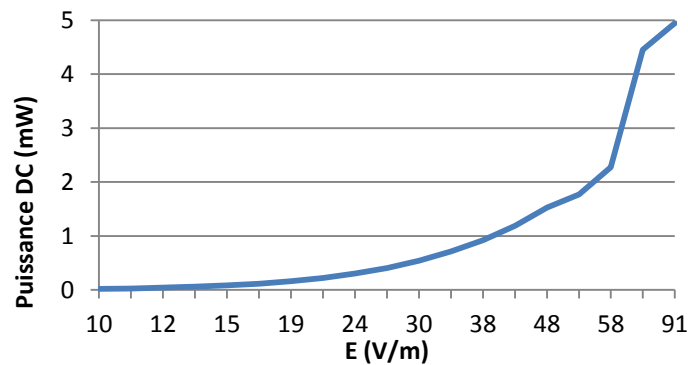
I.4.4. Efficacité

La puissance DC et l'efficacité sont données en fonction du champ électrique incident sur la Figure III-13. Si nous prenons le cas du capteur présenté au début du chapitre II, le capteur a besoin d'au moins 1 mW pour effectuer sa fonction entre la transduction et l'envoi des données par le biais du transceiver. L'avantage d'être sur un satellite est l'abondance et la disponibilité de l'énergie électromagnétique. En effet, tant que le satellite est fonctionnel, les antennes le sont également, ce qui garantit la disponibilité en permanence de l'énergie électromagnétique. Si le seuil minimal est de 1 mW, la rectenna présentée permet de récupérer à partir d'un champ électrique $E = 40 \text{ V/m}$, une puissance DC largement supérieure à 1 mW, ce qui assure l'alimentation pour plusieurs capteurs simultanément (réseau de capteurs sans fil) et permet donc d'assurer un fonctionnement

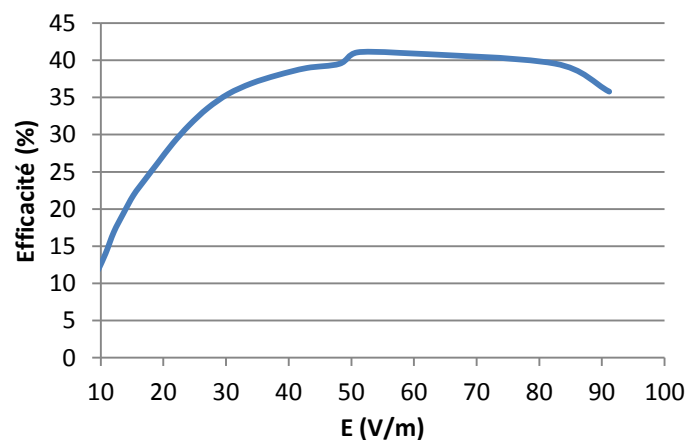
durable et fiable de ces derniers. L'efficacité de la rectenna à 12 GHz est supérieure à 20% à partir d'un champ électrique égale à 15V/m, elle atteint un pic de 41% à 51 V/m et reste supérieure à 40% jusqu'à 83 V/m. Pour un champ E égal à 83 V/m, l'efficacité aux deux autres fréquences atteint respectivement 12% et 20%. Le Tableau 6 présente une comparaison des performances entre la rectenna 4CDAA et d'autres rectenna de l'état de l'art.

Ref	Fréquence	Diode	S (mW/cm ²) P _{RF} (dBm)	Dimensions	Efficacité maximale
[78]	35GHz	Skyworks DMK6606	--- 20,79 dBm,	NC*	39%
[79]	24GHz	Macom MA4E1317	10 mW/cm ² ---	Longueur : 55 mm 1,9λ ₀	24%
[54]	35GHz	Macom MA4E1317	30 mW/cm ² ---	Longueur : 23,55 mm 2,7λ ₀	35%
[56]	25,7GHz	Macom MA4E2502L	--- 8 dBm	21,9 x 15 mm ² 2,4λ ₀ ²	16%
Ici	12GHz 17GHz 20GHz	Skyworks SMS7630	1,8 mW/cm ² ---	25 x 25 mm ² λ ₀ ² at 12 GHz	42%

Tableau 7. Comparaison entre la 4CDAA et d'autres rectennas de l'état de l'art



(a)



(b)

Figure III-13. Résultats de mesures en fonction du champ électrique incident (a) puissance DC (b) efficacité

Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie une rectenna innovante compacte basée sur un réseau de 4 antennes dipôles croisés (4CDAA) qui fonctionne dans les bandes Ku et Ka, prévue pour l'alimentation de capteurs autonomes sans fil à bord d'un satellite géostationnaire. En plus de sa compacité (de l'ordre de λ_0^2), la mise en réseau des dipôle croisés permet d'obtenir des gains de 11,7 dBi, 11,7 dBi et 12 dBi, à 12 GHz, 17 GHz et 20 GHz, respectivement. L'efficacité correspondante respective atteint 41%, 12% et 20% pour un champ électrique incident d'environ 83V/m. A 12GHz, l'efficacité reste supérieure à 40% pour un champ électrique incident allant de 51 V/m à 83 V/m. Les résultats expérimentaux montrent qu'une puissance DC supérieure à 1 mW (puissance DC minimale nécessaire pour le capteur) peut être obtenue à partir d'un champ électrique incident $E = 38$ V/m.

II. RECTENNA AVEC ANTENNE ULTRA LARGE BANDE (ULB)

Cette partie présente un rectenna large bande à polarisation circulaire composée d'une antenne spirale d'Archimède et d'un redresseur en configuration parallèle utilisant des lignes de transmission CPS. Dans cette partie, nous commençons par présenter les antennes larges bandes de la littérature, puis l'antenne spirale d'Archimède. Enfin, nous présentons la rectenna et nous exposons les résultats de simulations et de mesures.

II.1. Antennes Ultra Large Bande (ULB)

Le besoin d'établir des communications avec un débit plus important a poussé à l'utilisation des antennes ULB. En effet, elles permettent la transmission d'un grand volume de données avec une densité de puissance faible. Les antennes ULB sont très utilisées pour des applications radar, observation de spectre, géolocalisation...

Jusqu'en 1994, la technologie ULB était essentiellement utilisée pour des applications militaires. A partir de 1994, la levée de la confidentialité sur ces travaux a permis d'effectuer des recherches importantes sur le sujet. En 2002, la FCC « Federal Communication Commission », l'organisme de régulation des systèmes de communications des Etats-Unis a autorisé l'utilisation sans licence des fréquences allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz, ce qui a permis l'apparition d'un grand nombre d'antenne ULB à ces bandes de fréquences. Une antenne est dite ULB lorsque sa bande passante est supérieure à 20% en relatif [80].

II.2. Antennes indépendantes de la fréquence

Parmi les familles qui permettent d'atteindre une large bande de fréquences, il y a la famille des antennes indépendantes de la fréquence, ces antennes permettent d'atteindre

facilement la décade. Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence sont des antennes dont l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement et la polarisation ne dépendent pas de la fréquence. Leur fonctionnement est basé sur le principe de dimensionnement d'une antenne en fonction de la fréquence de fonctionnement. En d'autres termes, si les dimensions de l'antenne diminuent d'un facteur α , la fréquence augmente avec ce même facteur sans que ses performances ne soient changées. En partant de ce principe, si une antenne est créée par transformation géométrique continue d'un élément de base, les dimensions électriques de l'antenne seront égales à toutes les longueurs d'onde associées tout en conservant les mêmes propriétés de l'antenne. L'antenne ne peut donc être constituée que d'éléments pouvant se déduire les uns des autres par homothétie et que sa structure soit donc définie uniquement par des angles et soit infinie. Une autre condition a été rajoutée par C. Balanis [32], elle exclut de cette définition les antennes dont la distribution de courant ne décroît pas lorsque la distance par rapport au point d'alimentation augmente. Ceci peut être expliqué par le fait que la structure rayonne à mesure que le courant s'étend le long de celle-ci, ce qui engendre la décroissance de l'amplitude de ce courant jusqu'à ce qu'il devienne trop faible pour permettre à l'antenne de fonctionner, à ce moment-là, l'antenne peut être tronquée tout en étant considérée infinie. Cette troncature de l'antenne fixe la fréquence basse rayonnée par l'antenne. Les antennes ULB sont de types : logarithmique, spirale, triangulaire, monopole et à transition progressive. La Figure III-14 présente les antennes ULB les plus connues.

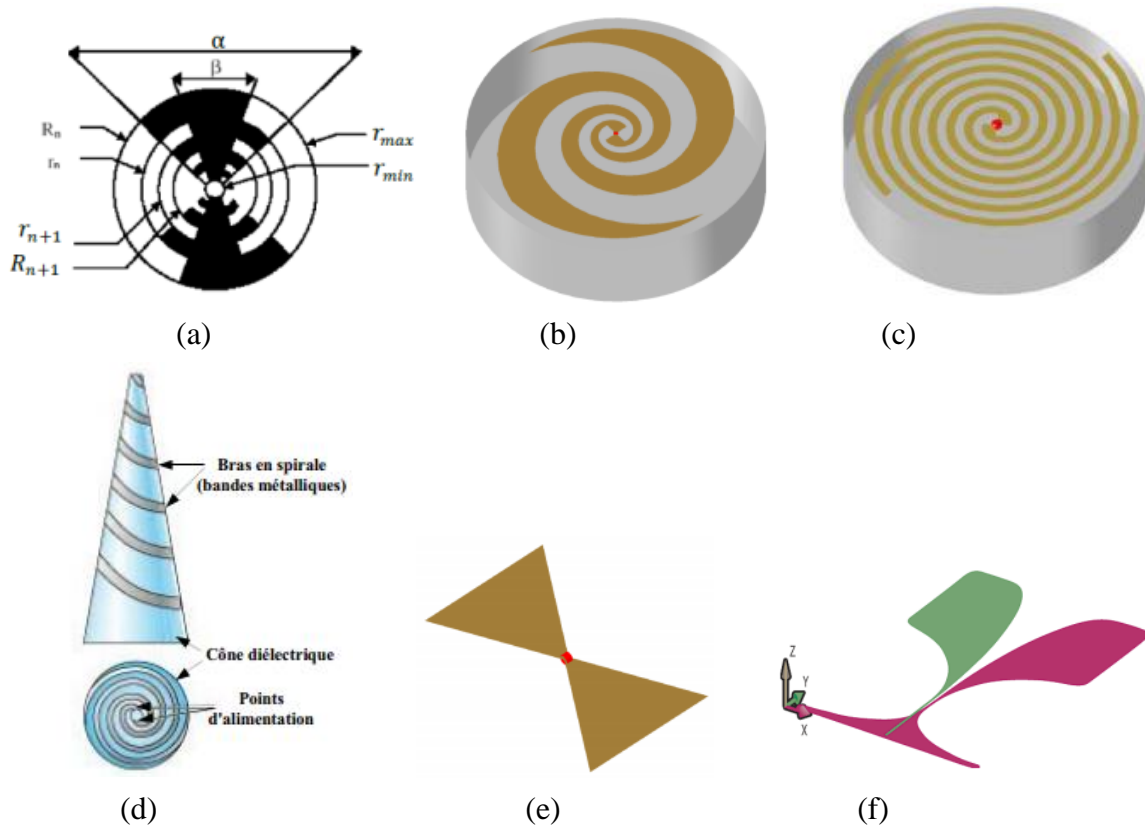


Figure III-14. (a) Antenne Log-périodique trapézoïdale (b) Antenne Log-spirale (c) Antenne Spirale d'Archimède (d) Antenne conique (e) antenne bow-tie (f) Antenne Vivaldi antipodale

Dans sa thèse [80], Jérémy Valleau expose le Tableau 8 qui donne une synthèse des antennes ULB de l'état de l'art avec leur bande passante, leur polarisation, leur taille et leur impédance d'entrée. Dans cette même thèse, il a réalisé une antenne spirale d'Archimède entourée d'un anneau utilisé pour la miniaturisation de l'antenne, cet anneau permet de diminuer la fréquence basse de l'antenne spirale sans modifier ces dimensions physiques, ce qui résulte en une antenne large bande miniaturisée.

La rectenna réalisée dans le cadre de ce travail est basée sur cette antenne spirale d'Archimède. Une diode Schottky SMS7630 a été placée au centre de l'antenne, au point d'alimentation de celle-ci, l'autre partie du redresseur composée de la capacité de filtrage et de la charge a été connectée perpendiculairement à l'antenne. La Figure III-15 montre les deux parties de la rectenna.

Famille	Antenne	Bande Passante	Polarisation	Taille	$Z_e (\Omega)$
Logarithmique	Périodique	$>10 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
Spirale	Logarithmique	$>10 :1$	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Archimède	$>10 :1$	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Conique	$>10 :1$	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Sinueuse	$7 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
Triangulaire	Biconique	$8 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
	Bowtie	$4 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
Monopole	3D	$10 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{4}$	50
	Imprimé	$30 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{4}$	50
Transition progressive	Vivaldi	$>10 :1$	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50

Tableau 8. Synthèse des antennes ULB[80]

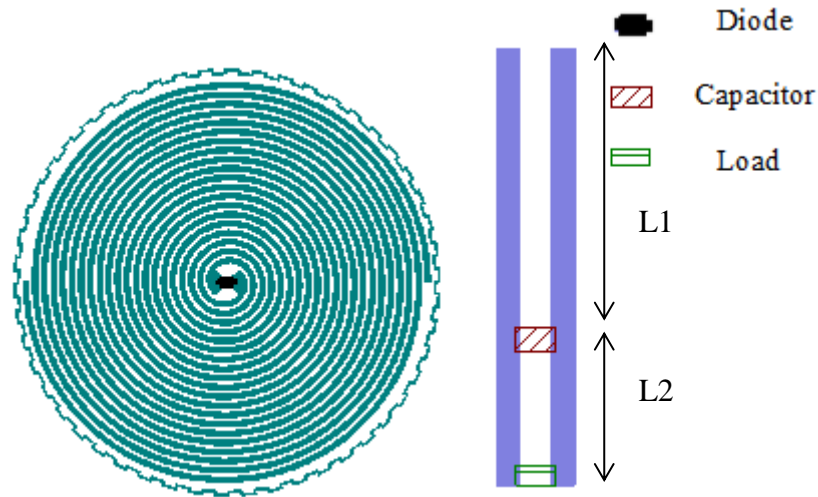


Figure III-15. Antenne spirale d'Archimède avec diode et lignes CPS avec capacité et charge

II.3. Antenne Spirale d'Archimède

II.3.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la Spirale d'Archimède est présenté pour la première fois par J.A Kaiser en 1960 [81]. La fréquence de fonctionnement de la spirale dépend de son rayon comme l'exprime l'équation (III – 3). La bande de fréquences de la spirale dépend principalement de ses rayons minimal et maximal (R_{min} et R_{max}) donnés par les équations (III – 4) et (III – 5).

$$f = \frac{C}{\pi \cdot D} \quad (III - 3)$$

$$R_{min} = \frac{C}{2\pi \cdot f_{max}} \quad (III - 4)$$

$$R_{max} = \frac{C}{2\pi \cdot f_{min}} \quad (III - 5)$$

Prenons le cas de la spirale d'Archimède à deux brins ($Nb=2$) représentée sur la Figure III-16. Si les brins (en A et B) sont excités en opposition de phase, alors pour tout point P et Q à la même distance du centre, le signal aura parcouru la même longueur. Donc le signal aux points P et Q sera également en opposition de phase. Ceci dit, pour un rayon donné, il existe une fréquence de fonctionnement telle que l'arc (PP') est égal à $\lambda/2$. Dans ce cas, les signaux P' et Q sont en phase. Ainsi, à cette même fréquence et pour ce même rayon, les courants des spires sont colinéaires et les interférences sont constructives, ce qui optimise le rayonnement.

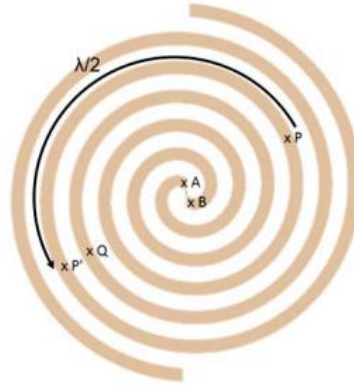


Figure III-16. Principe de fonctionnement de la spirale d'Archimède

Une antenne spirale est une structure planaire constituée de deux brins métalliques de largeur constante en tout point et ayant la même origine, enroulés sur eux-mêmes et imbriqués l'un dans l'autre, formant ainsi deux spirales imbriquées (cf. Figure III-17).

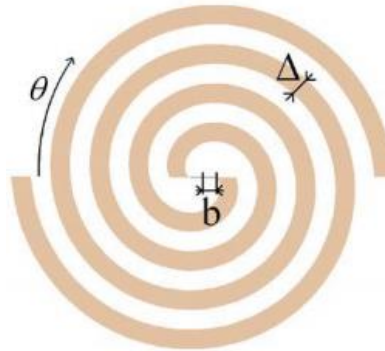


Figure III-17. Paramètres géométriques de la spirale d'Archimède

Les équations des brins sont données par les expressions suivantes :

$$r_1(\theta) = b + a\theta \quad (III - 6)$$

$$r_2(\theta) = b + \Delta + a\theta \quad (III - 7)$$

Où b est le rayon minimal, a le taux d'accroissement (facteur d'expansion) de la spirale et Δ qui représente à la fois la largeur du brin et la distance séparant les brins. Le taux d'accroissement a est donné par l'expression suivante :

$$a = \frac{R_{max} - b - \Delta}{2\pi N} \quad (III - 8)$$

Avec N le nombre de tours de la spirale. La spirale d'Archimède peut être adaptée sur une décade et permet d'avoir une polarisation circulaire.

II.3.2. Auto-complémentarité

Deux plans sont complémentaires si la partie opaque de l'un correspond à la partie transparente de l'autre. De ce fait, Une antenne est dite auto-complémentaire si sa partie métallisée et sa partie non métallisée sont complémentaires. Dans le cas de la spirale, la surface des brins de la spirale est la surface non-métallisée sont complémentaires car $W_{brin} = W_{gap} = \Delta$.

D'après le principe de Babinet, la relation (III – 9) s'applique pour deux antennes complémentaires. Basé sur cette équation, une antenne auto-complémentaire aura une impédance d'entrée égale à 188Ω comme le montre l'équation (III – 10).

$$Z_1 Z_2 = \frac{(120\pi)^2}{4} \quad (III - 9)$$

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{\frac{(120\pi)^2}{4}} = 188 \Omega \quad (III - 10)$$

II.4. Rectenna avec Antenne spirale d'Archimède

II.4.1. Antenne

L'antenne spirale réalisée par Jeremy Valteau a été reprise dans ce travail et simulée avec HFSS. L'antenne a été fabriquée sur un substrat Neltec Nx9240 (épaisseur: 1,5 mm, permittivité diélectrique : 2,4 et facteur de pertes diélectriques : 0,0016). Cette antenne utilise un « BALUN » (Balanced signal / UNbalanced signal), imprimé sur le même substrat, pour sa caractérisation (mesures du S11 et du diagramme de rayonnement). C'est un Balun à transition d'impédance exponentielle qui assure la transformation d'impédance de 50Ω à 140Ω . Celui-ci a été également pris en compte dans la simulation électromagnétique. La Figure III-18 affiche la structure simulée.

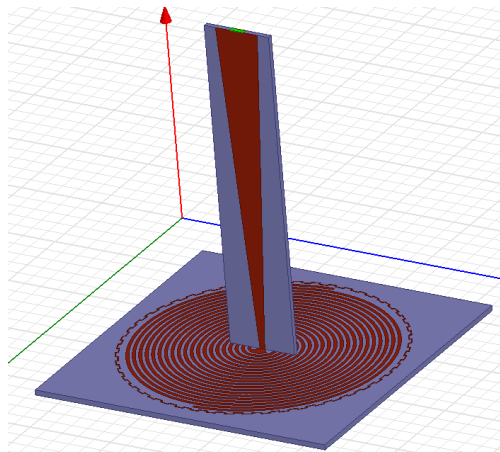


Figure III-18. Antenne Spirale avec balun pour une excitation en microruban sur HFSS

a) *coefficient de réflexion S_{11}*

Le coefficient de réflexion simulé de la spirale est donné sur la Figure III- 19. Nous pouvons observer que l'antenne est adaptée pour une large bande de fréquences allant de 1,2 GHz à 8 GHz.

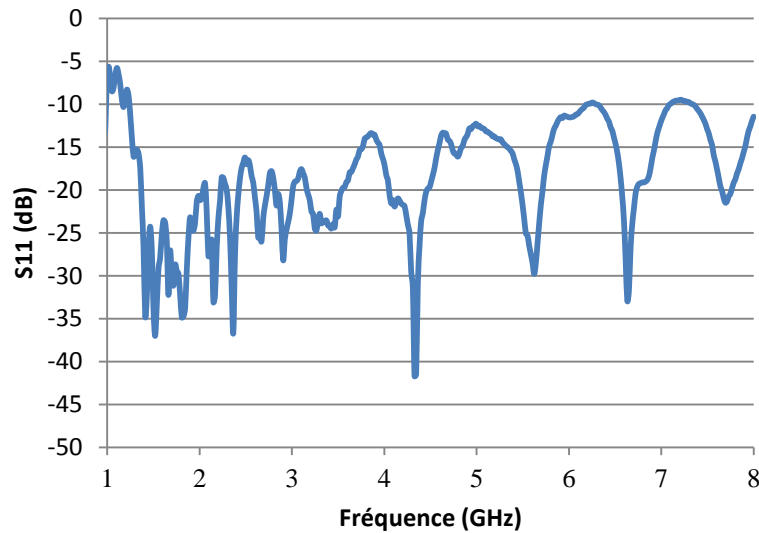


Figure III- 19. Coefficient de réflexion de l'antenne spirale

b) *Impédance d'entrée Z_{in} simulée de la spirale*

L'impédance simulée est légèrement différente de l'impédance théorique, il s'agit d'une impédance complexe avec une partie réelle $\text{Re}\{Z_{in}\} = 140$ et une partie imaginaire très faible $\text{Im}\{Z_{in}\} = 5$. La Figure III-20 montre l'impédance Z_{in} entre 2 GHz et 6 GHz. Dans ce cas, l'adaptation d'impédance peut être réalisée directement sur 140 Ω .

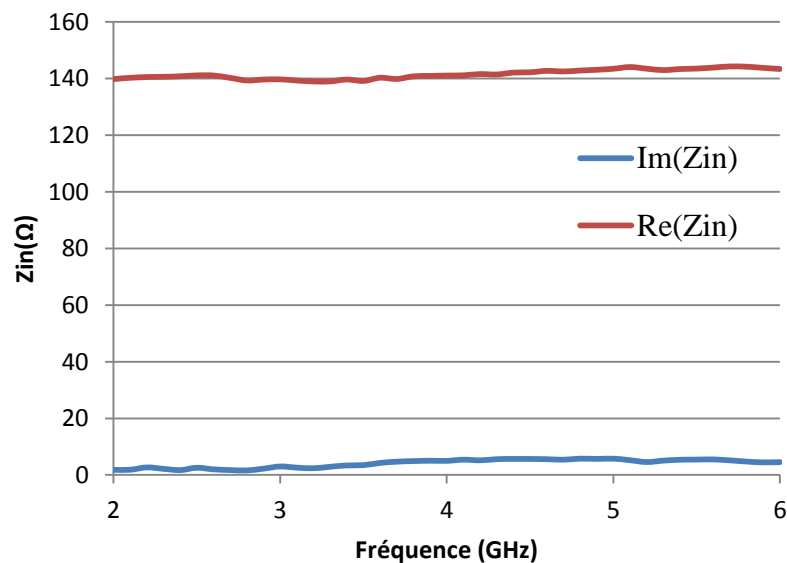


Figure III-20. Impédance d'entrée simulée sur HFSS

c) Diagramme de rayonnement

L'antenne spirale d'Archimède rayonne dans les deux directions normales à sa surface, elle présente un gain maximal de 5,2 dBi à 3,5 GHz comme le montre la Figure III-21(a). L'évolution de son gain maximal suivant l'axe Oz ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$) en fonction de la fréquence est représenté sur la Figure III-21(b), le gain évolue de 3,7 dBi à 2 GHz à 6,5 dBi à 5,3 GHz. Le taux d'ellipticité (TE) est inférieur à 3 dB sur toute cette bande de fréquence comme le montre la Figure III-21(c), l'antenne a donc une polarisation circulaire. Le Tableau 9 présente le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne spirale pour les coupes $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ pour différentes fréquences entre 1 GHz et 6 GHz.

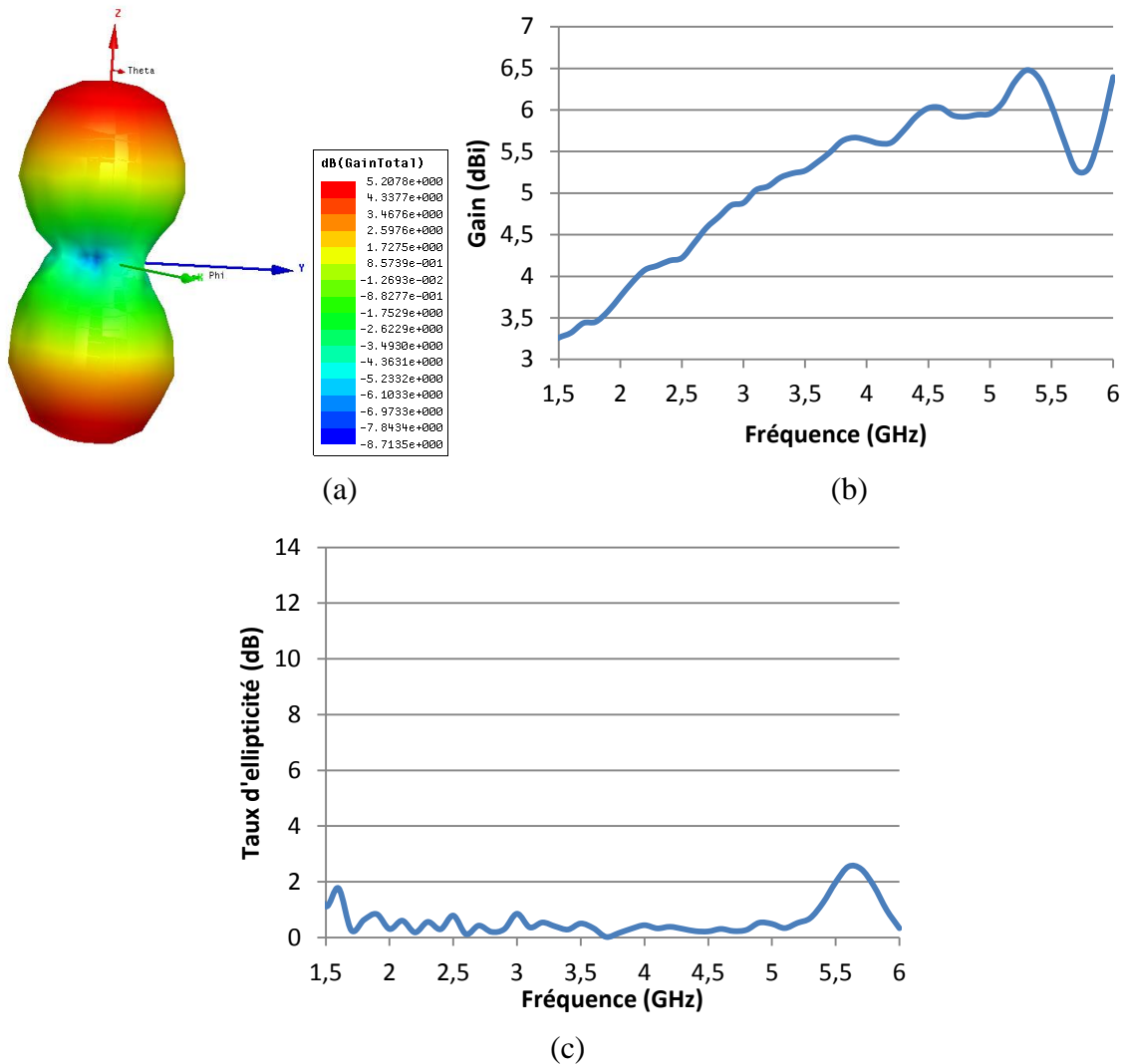


Figure III-21. (a) représentation 3D du diagramme de rayonnement à 3,5 GHz (b) Gain maximal simulé en fonction de la fréquence suivant l'axe Oz ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$) (c) Taux d'ellipticité (TE) simulé en fonction de la fréquence suivant l'axe Oz ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$)

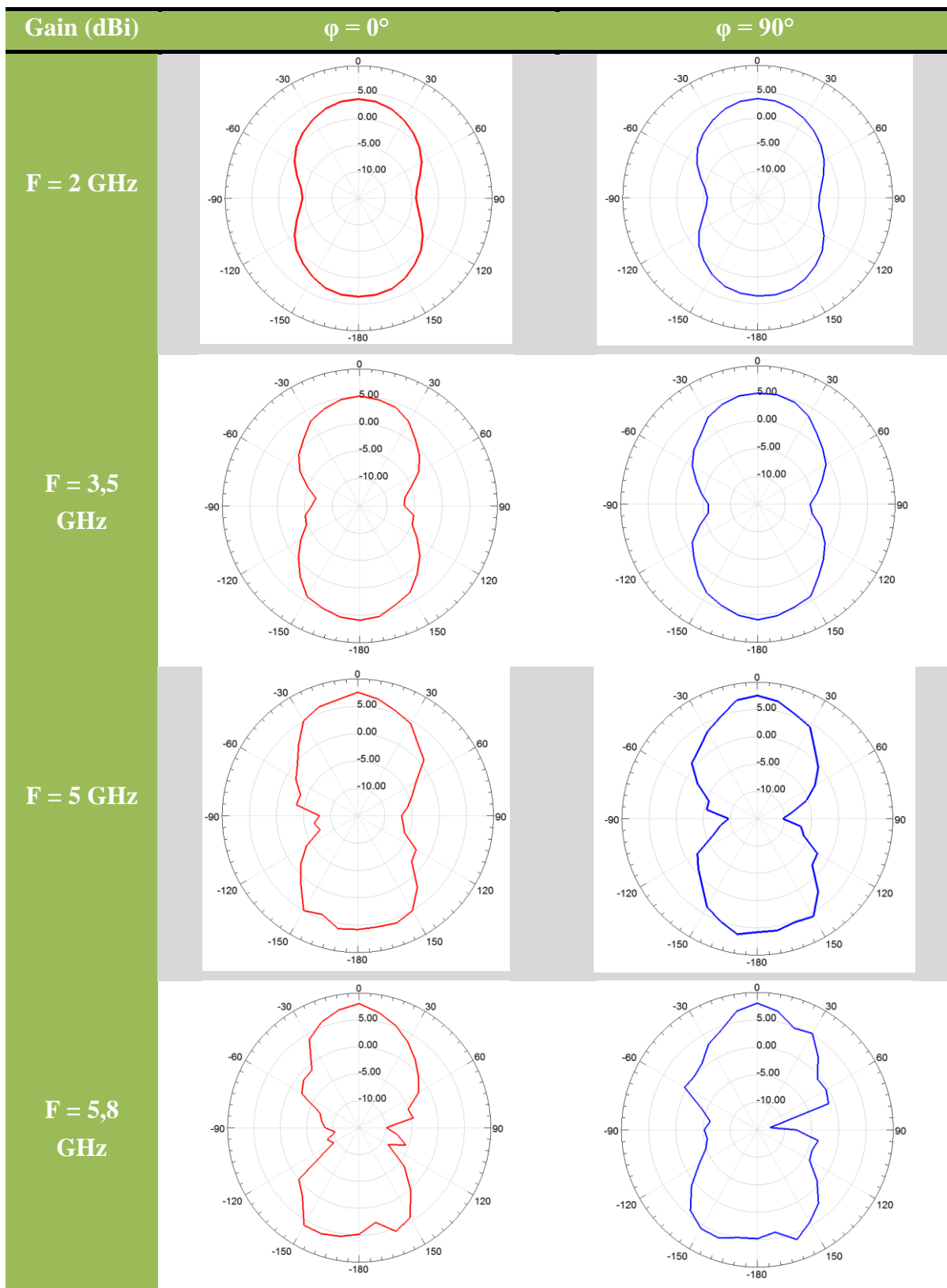


Tableau 9. Diagramme de rayonnement à différentes fréquences pour $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$

II.4.2. Redresseur : résultats de simulation circuit et Momentum

Le redresseur a été simulé en utilisant le logiciel ADS, il est composé d'une diode Schottky SMS7630 en parallèle avec la capacité de filtrage et la charge. Un modèle ADS des lignes CPS a été utilisé. La Figure III-22 présente le schéma ADS du redresseur. Une étude paramétrique a été effectuée sur les lignes CPS afin de visualiser les tendances et l'impact de ses lignes sur la fréquence de fonctionnement (l'adaptation) et la puissance DC.

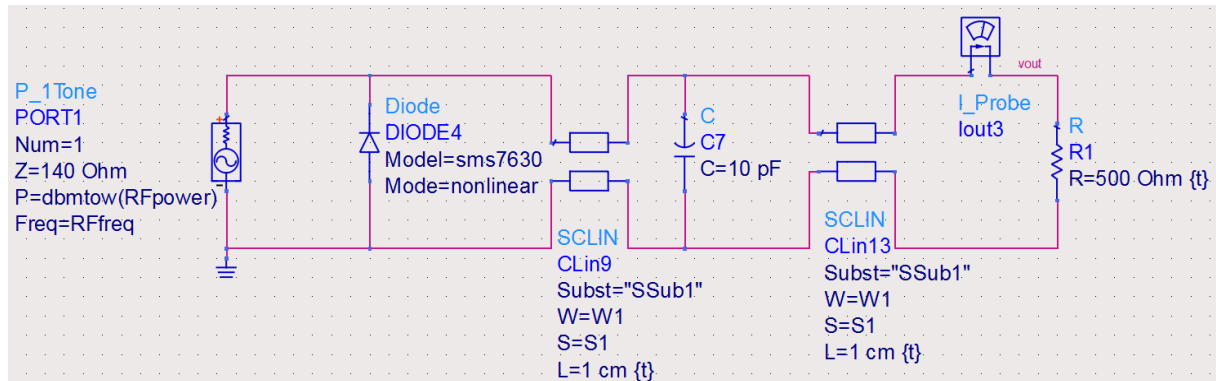


Figure III-22. Schéma électrique du redresseur

Les dimensions des lignes ont été déterminées avec deux objectifs :

- Le premier est d'avoir un fonctionnement optimal autour de 3,5 GHz, cette fréquence a été sélectionnée en se basant sur les cartographies électromagnétiques présentées plus haut, le champ électrique peut atteindre 22 V/m à cette fréquence.
- Le deuxième est d'obtenir une impédance caractéristique de la ligne proche de la valeur théorique de l'impédance d'entrée d'une spirale d'Archimède (188 Ω) tout en gardant des dimensions cohérentes pour le montage des composants CMS.

Après la simulation, les dimensions des lignes CPS sont : la largeur $W1 = 0,8$ cm et le gap $S1 = 1,2$ cm. L'impédance caractéristique de la ligne est de 180 Ω .

a) Impédance d'entrée du redresseur

Une simulation Harmonic Balance a été réalisée dans un premier temps afin de tenir compte de la non-linéarité de la diode, ensuite une co-simulation (HB + momentum) des lignes CPS a été effectuée pour tenir compte des couplages électromagnétiques entre les lignes. Les paramètres S de la simulation électromagnétique ont été importés sous forme d'un fichier touchstone (.S2P) et intégrés dans des boîtes de paramètres S (Figure III-23).

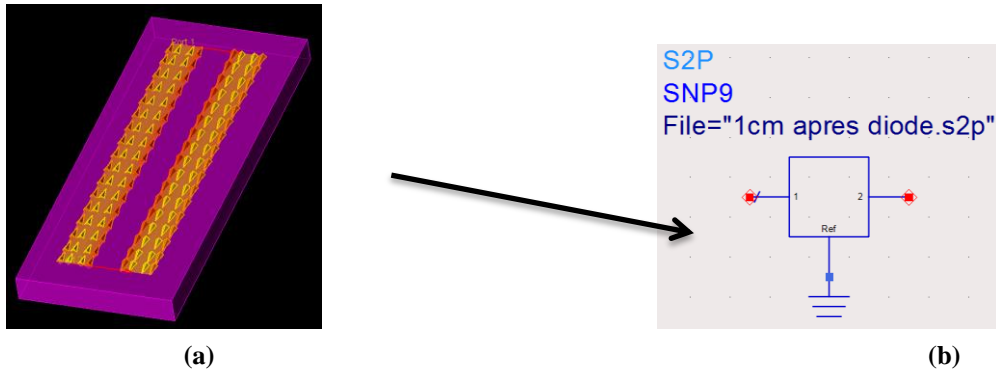


Figure III-23. (a) simulation électromagnétique de la ligne de transmission CPS (Visualisation 3D sur Momentum) et (b) Boîte de paramètres S.

Le schéma entier correspondant à la co-simulation est représenté sur la Figure III-24. La Figure III-25 présente l'impédance d'entrée du redresseur, pour une ligne de 1cm en aval de la diode et une charge $R = 500\Omega$. La puissance d'entrée injectée est de 0 dBm.

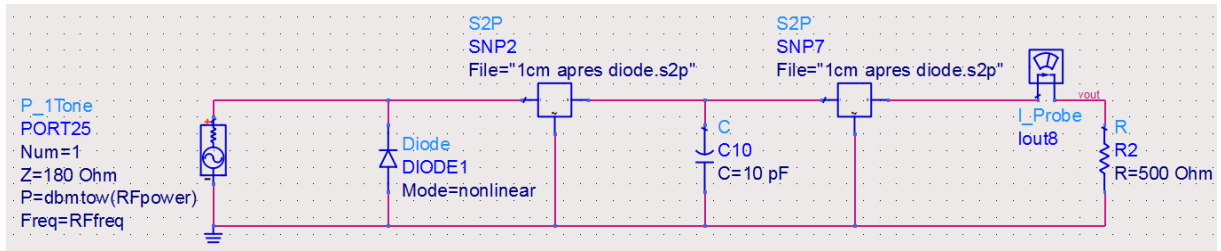


Figure III-24. Co-simulation ADS+momentum

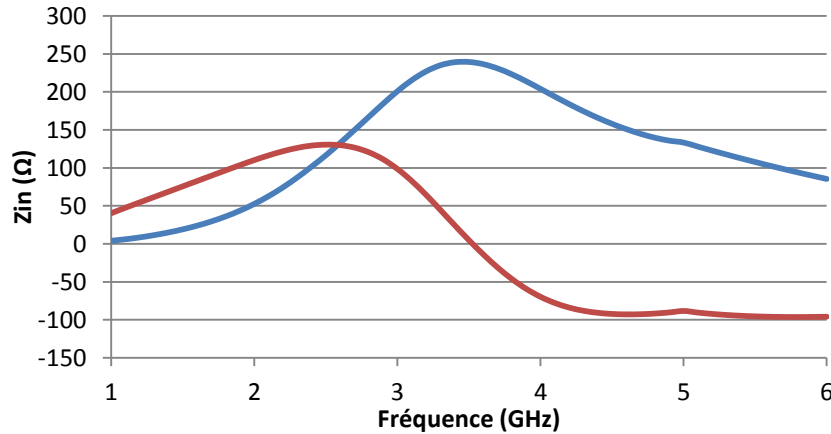


Figure III-25. Impédance d'entrée co-simulée ($R = 500\Omega$ et $PR_{Fin} = 0$ dBm)

b) choix de la distance $L0$ entre le port d'entrée et la diode

Dans le cas précédent (Figure III-24), aucune ligne n'a été interposée entre le port d'entrée et la diode. Nous pouvons constater que la fréquence de fonctionnement simulée est autour de 3,5 GHz, l'impédance à cette fréquence est de $Z_{in} = 240 + j5\Omega$, nous pouvons considérer que nous avons une impédance réelle égale à 240 Ω . Cette valeur est

relativement proche de l'impédance théorique d'entrée de l'antenne spirale d'Archimède ($Z_0 = 188 \Omega$). La Figure III- 26 présente la superposition de l'impédance théorique de l'antenne et de l'impédance de la diode Schottky SMS7630 calculée en utilisant les équations (III – 11) et (III – 12) à partir des paramètres Spice de la diode donnés par le constructeur.

$$\tan \theta_{on} - \theta_{on} = \frac{\pi R_s}{R_L \left(1 + \frac{V_{bi}}{V_0}\right)} \quad (III - 11)$$

$$Z_d = \frac{\pi R_s}{\cos \theta_{on} \left(\frac{\theta_{on}}{\cos \theta_{on}} - \sin \theta_{on} \right) + j\omega R_s C_j \left(\frac{\pi - \theta_{on}}{\cos \theta_{on}} + \sin \theta_{on} \right)} \quad (III - 12)$$

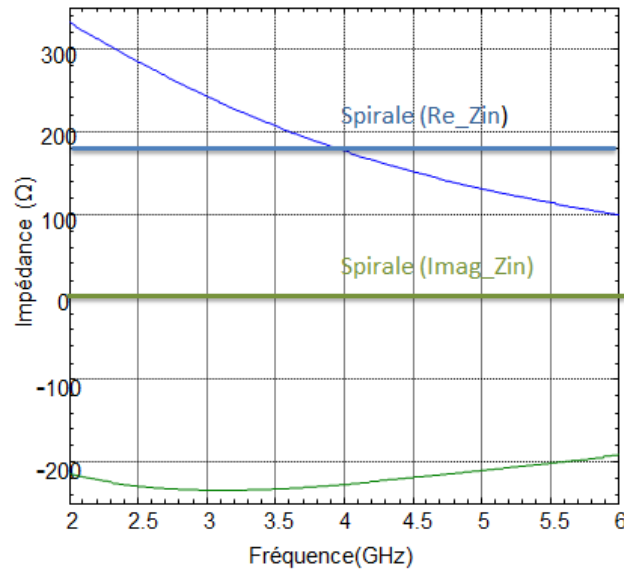


Figure III- 26. Superposition des impédances de la diode et de l'antenne

Sur la Figure III- 26, nous pouvons observer une intersection des deux parties réelles des impédances théoriques autour de 4 GHz avec une variation progressive et douce de la partie réelle de l'impédance la diode autour de l'impédance constante de l'antenne. Etant donné que les deux parties réelles sont égales à environ 4 GHz, Il est envisageable de connecter la diode directement à l'entrée de l'antenne sans l'utilisation d'un circuit d'adaptation, ce qui permet d'éviter d'avoir un régime d'onde stationnaire entre l'antenne et la diode et par conséquent, minimiser les pertes par désadaptation. La réactance de la diode est par la suite compensée en utilisant la technique de complexe conjugué.

Nous avons réalisé quelques simulations afin d'observer l'influence de cette ligne L0 sur les performances du redresseur. Lorsque L0 est augmentée, Nous observons:

1. Un décalage de la fréquence de fonctionnement vers les basses fréquences
2. Une augmentation de la dynamique de $\text{Re}\{Z_{in}\}$, la partie réelle augmente et s'éloigne de la valeur théorique de l'impédance de l'antenne.

La Figure III-27 montre l'évolution de la partie réelle de Z_{in} en fonction de la longueur L_0 entre le port d'entrée et la diode. Afin d'éliminer le régime d'onde stationnaire et garder une dynamique relativement petite de $\text{Re}\{Z_{in}\}$, nous avons décidé de connecter la diode directement à l'entrée de l'antenne ($L_0 = 0\text{cm}$).

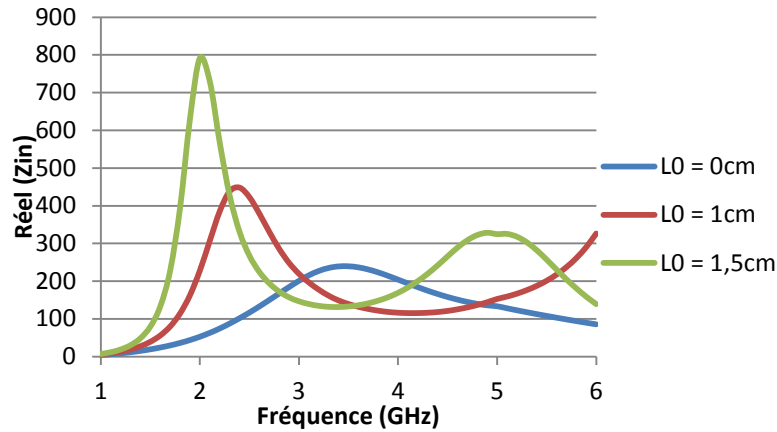


Figure III-27. Partie réelle de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_0 ($R = 500\ \Omega$ et $\text{PRFin} = 0\ \text{dBm}$)

c) Influence de la distance L_1 entre la diode et la capacité de filtrage

Le paramètre le plus critique pour le redresseur, notamment pour la fréquence de fonctionnement est la longueur L_1 entre la diode et la capacité de filtrage. La Figure III-28 montre la puissance DC co-simulée aux bornes d'une charge $R = 500\ \Omega$ et une puissance RF en entrée égale à $0\ \text{dBm}$. Les trois courbes correspondent à la puissance DC récupérée pour trois valeurs de L_1 : $0,5\ \text{cm}$, $1\ \text{cm}$ et $1,5\ \text{cm}$.

Nous pouvons observer l'influence de la longueur L_1 sur les performances du redresseur. Lorsque L_1 augmente, la fréquence de fonctionnement pour laquelle la puissance DC est maximale est décalée vers les basses fréquences. Lorsque L_1 diminue, la fréquence de fonctionnement est décalée vers les hautes fréquences. La longueur L_1 optimale, celle qui permet un fonctionnement autour de $3,5\ \text{GHz}$ en simulation est égale à $1\ \text{cm}$.

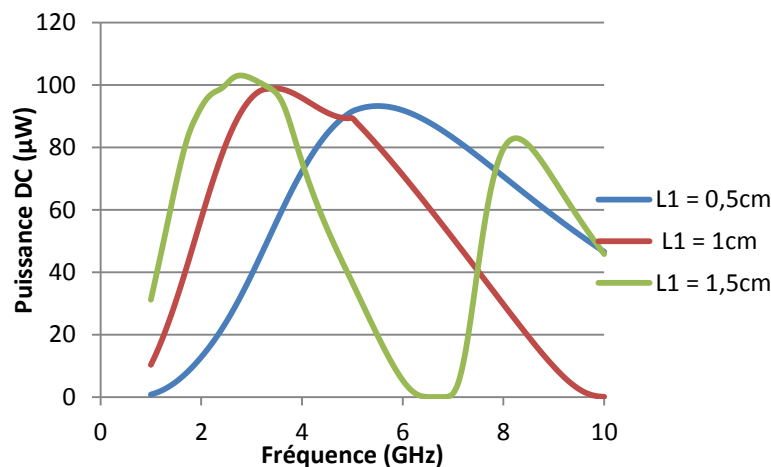


Figure III-28. Puissance DC simulée en fonction de la longueur L_1 ($R = 500\ \Omega$ et $\text{PRFin} = 0\ \text{dBm}$)

d) *Influence de la distance L2 entre la capacité de filtrage et la charge*

La même procédure a été réalisée afin d'étudier l'influence de la longueur de ligne L2 entre le filtre passe-bas et la charge. Théoriquement, après le filtre passe-bas, la composante fondamentale et les harmoniques sont supprimés, en d'autres termes, il ne reste plus que le signal DC. Donc, peu importe la longueur de la ligne, les résultats restent inchangés. Ceci est le cas comme le montre la Figure III-29, les co-simulations sont effectuées pour trois valeurs de L2 : 0,5 cm, 1 cm et 1,5 cm avec L1 = 1cm, avec R = 500 Ω et PRFin = 0 dBm.

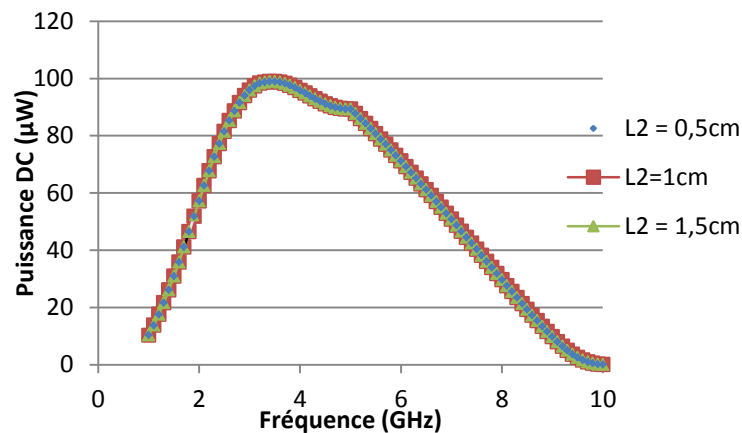


Figure III-29. Puissance DC simulée en fonction de la longueur L2 (R = 500 Ω et PRFin = 0 dBm)

II.5. Rectenna avec antenne spirale d'Archimède

II.5.1. Structure

Après avoir étudié les tendances suite à l'impact des longueurs de lignes CPS, nous avons procédé à la fabrication de la rectenna circulaire. La spirale d'Archimède est imprimée sur un substrat Neltec (Nx9240: épaisseur : 1,5 mm, permittivité diélectrique: 2,4 et facteur de dissipation : 0,0016), sa surface est de 9 x 9 cm². La diode est montée en parallèle à l'entrée de l'antenne, le reste du redresseur est fabriqué sur substrat FR4, la Figure III-30 montre une photo de la rectenna, la distance L1 a été fixée à 1 cm.

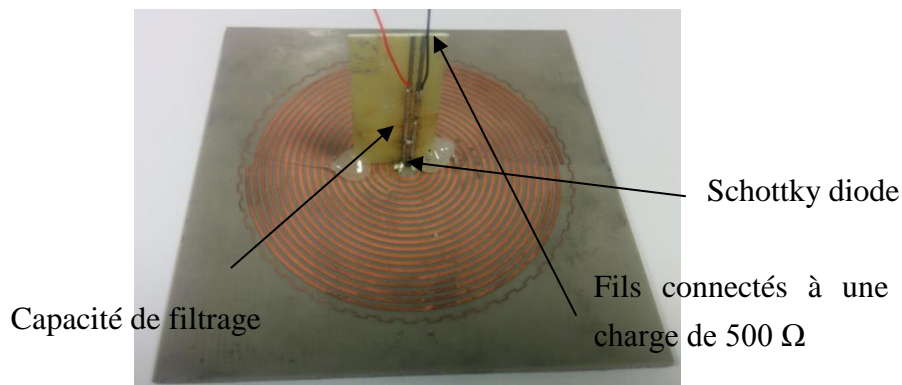


Figure III-30. Rectenna Spirale d'Archimède

II.5.2. Banc de mesure

Un banc de mesure similaire à celui utilisé pour la 4CDAA a été mis en place (cf. Figure III-10). Néanmoins quelques différences entre les deux bancs doivent être précisées.

- La mesure a été réalisée dans une chambre anéchoïque afin d'éviter les trajets multiples.
- Etant donné que l'antenne a une polarisation circulaire, il a fallu utiliser une antenne d'émission avec la même polarisation. Pour ce faire, une antenne spirale d'Archimède a été fabriquée et utilisée comme antenne d'émission.
- Les antennes Tx et Rx sont identiques, l'antenne Tx est excitée au travers d'un Balun tandis que l'antenne Rx est connectée directement au redresseur.
- Une interface logicielle a été développée sous Labview afin d'automatiser le processus de mesure et permettre de faciliter les balayages en fréquence et en puissance. De ce fait, lorsque l'on souhaite faire une acquisition avec un balayage en fréquence, la puissance du synthétiseur est figée à une valeur donnée. Par conséquent, le champ électrique E au niveau de la rectenna n'est pas constant car les pertes de propagation dans l'espace libre varient en fonction de la fréquence. Il faut également prendre en considération la variation du gain des antennes spirales Tx et Rx en fonction de la fréquence (Cf. Figure III-21).

La Figure III-31 présente le banc de mesure, la distance a été choisie de façon à être en champ lointain pour la plus basse fréquence, à savoir 2 GHz dans notre cas. La distance d est égale à 80 cm.

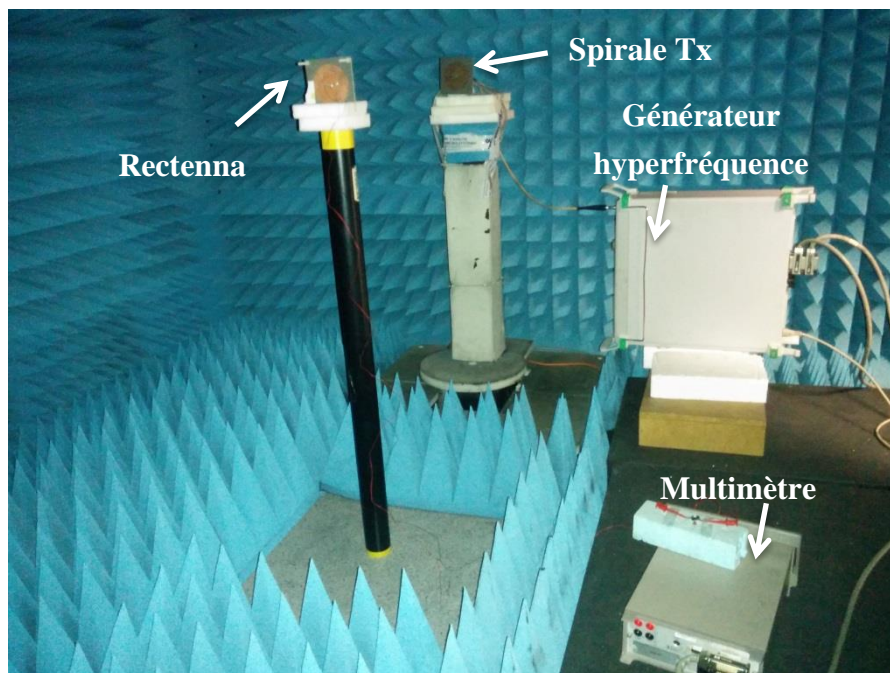


Figure III-31. Banc de mesure pour la rectenna large bande

II.5.3. Résultats expérimentaux

a) Charge optimale

La charge optimale a été déterminée expérimentalement, la Figure III-32 présente les résultats obtenus de la puissance DC pour un champ électrique incident de 7,2 V/m lorsque la charge varie de 200 Ω à 10 k Ω . Un potentiomètre standard (0-10 k Ω) est utilisé comme charge. La puissance DC maximale est obtenue quand $R=500\Omega$.

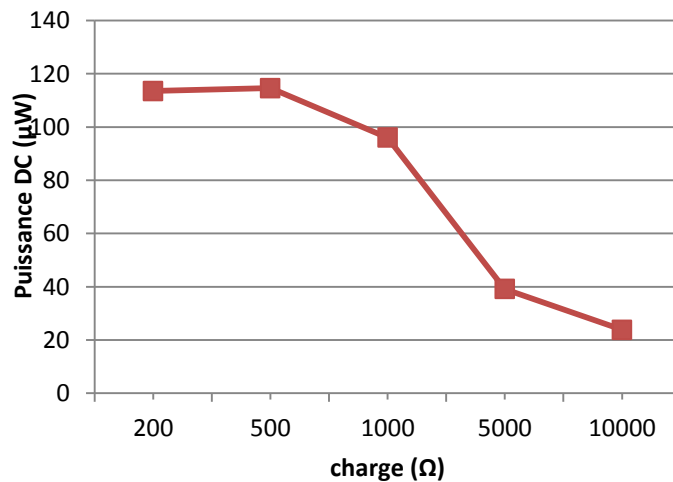


Figure III-32. Charge optimale du redresseur à 3,2 GHz

b) Puissance DC

La Figure III-33 présente la puissance DC récupérée par la rectenna sur toute la bande de l'antenne pour une charge de 500 Ω . Une puissance DC supérieure à 70 μW a été obtenue entre 2 GHz et 3,5 GHz pour un champ électrique E variant de 6,2 V/m à 7,2 V/m. Nous pouvons également observer que la puissance DC n'est pas constante sur toute la bande de fréquence, avec une chute de la puissance à 2,5 GHz. Ceci peut être dû à plusieurs raisons simultanément :

- le champ électrique E au niveau de la rectenna n'est pas constant car les pertes de propagation dans l'espace libre varient en fonction de la fréquence.
- la variation du gain des antennes spirales Tx et Rx en fonction de la fréquence (Cf. Figure III-21).
- La désadaptation relative entre l'antenne et le redresseur à cette fréquence.

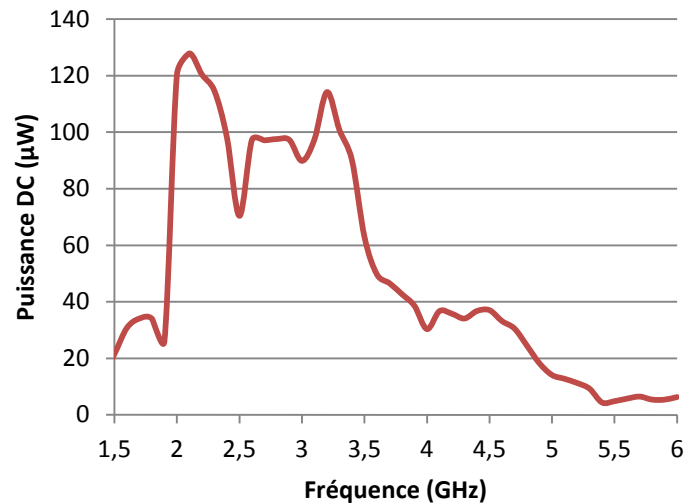


Figure III-33. Puissance DC mesurée en fonction de la fréquence

c) *Efficacité*

La Figure III-34 présente l'efficacité en fonction de la fréquence. La rectenna permet d'obtenir une efficacité supérieure à 19,5% entre 2 GHz et 3,5 GHz. L'efficacité maximale est de 37% à 3,2 GHz pour un champ électrique de 7,2 V/m. Un décalage fréquentiel entre les résultats de mesure et de simulation a été observé.

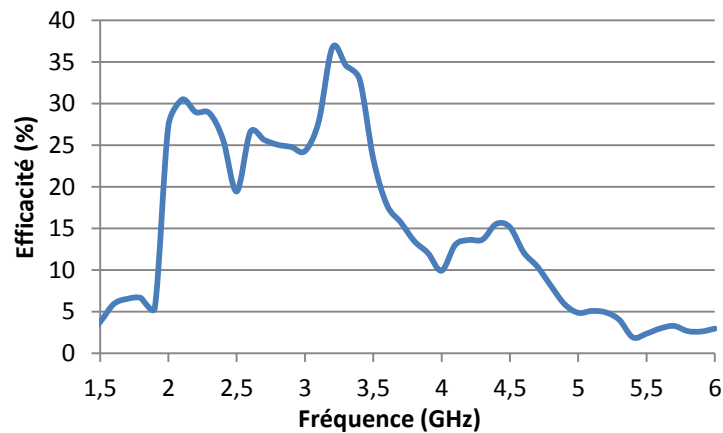


Figure III-34. Efficacité de la rectenna en fonction de la fréquence

La Figure III-35 donne l'efficacité en fonction du champ électrique incident calculé au niveau de la rectenna à une fréquence de 3,2 GHz. L'efficacité est supérieure à 20% à partir de 3,2 V/m et atteint une valeur maximale de 37% à 7,2 V/m. la puissance DC correspondante à cette efficacité est de 114 μW pour une charge de 500 Ω comme le montre la Figure III-36.

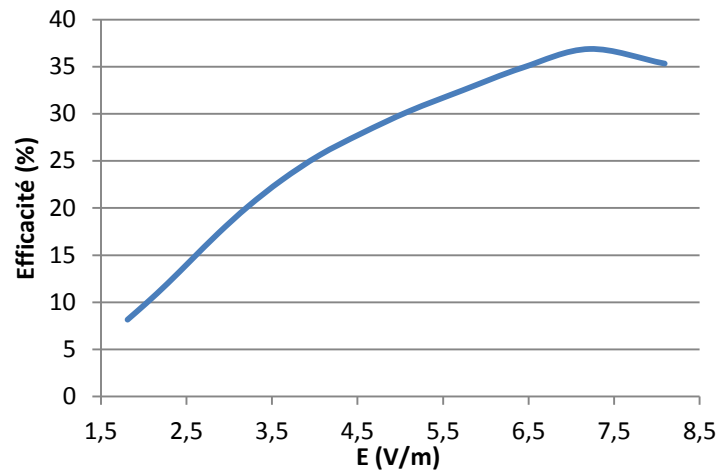


Figure III-35. Efficacité de la rectenna en fonction du champ électrique E ($f = 3,2$ GHz)

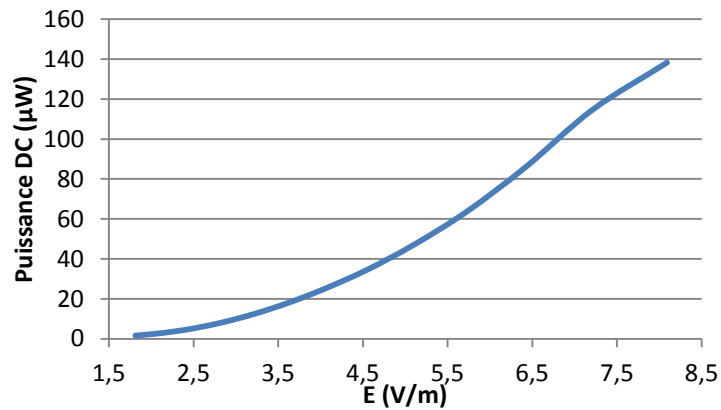


Figure III-36. Puissance DC mesurée en fonction du champ électrique incident ($R = 500 \Omega$)

Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une rectenna large bande à polarisation circulaire basée sur une antenne spirale d'Archimède et un redresseur utilisant une diode en configuration « shunt » et des lignes CPS. La diode a été directement connectée à l'entrée de l'antenne, l'idée étant de présenter une impédance constante à l'entrée du redresseur. La rectenna permet de récupérer une puissance DC supérieure à $70 \mu\text{W}$, ce qui correspond à une efficacité supérieure à 20 % entre 2 GHz et 3,5 GHz, l'efficacité maximale a été atteinte à 3,2 GHz pour un champ électrique de 7,2 V/m, elle est égale à 37%. Il reste en perspectives de s'affranchir de la chute abrupte de puissance à 2,5 GHz.

CHAPITRE IV : CONCEPTION ET REALISATION DE RECTENNA A 900 MHZ POUR L'ALIMENTATION DE TAGS UWB

Dans ce chapitre, nous présentons une rectenna qui fonctionne dans la bande de fréquences allant de 860MHz à 930 MHz. Cette rectenna a été réalisée dans le cadre d'un projet en collaboration avec l'entreprise UWINLOC qui est spécialisée dans la localisation indoor 3D d'objets dans des environnements industriels en utilisant des tags UWB.

I. CONTEXTE

Le système de localisation 3D indoor développé par UWINLOC nécessite l'utilisation de tags UWB et de balises. Afin de réduire le coût de revient et de maintenance des tags, une solution technique basée sur l'utilisation d'un système de télé-transmission d'énergie a été choisie. La fonction des tags est de renseigner leurs positions en envoyant en continu des signaux aux balises installées dans le même environnement. Les balises communiquent entre elles par la suite via des ondes radio afin de déterminer précisément la position du tag. La Figure IV- 1 illustre ce scénario. Dans un premier temps, le tag collecte l'énergie électromagnétique ambiante (celle-ci étant générée par des émetteurs dédiés fonctionnant dans les bandes ISM). Lorsqu'une énergie suffisante est collectée, le tag envoie un signal RF pour donner sa position. Dans ce contexte, la « rectenna » apparaît comme une solution intéressante pour la récupération d'énergie électromagnétique.

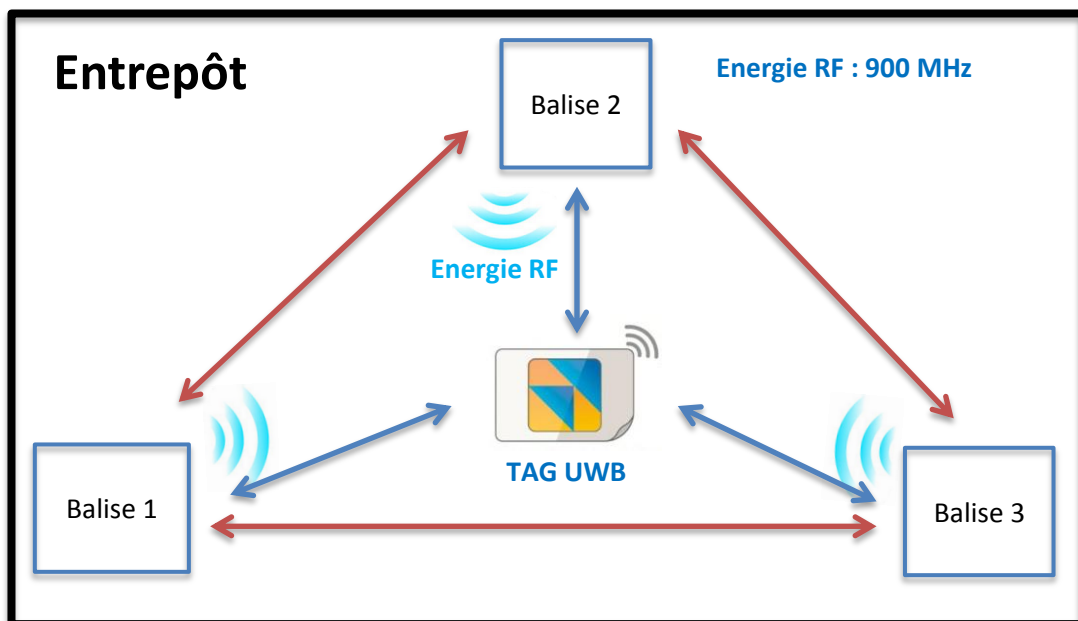


Figure IV- 1. Schéma de principe de la télé-alimentation et de la localisation du tag UWB.

L'objectif du projet est de réaliser un système de télé-alimentation à distance par ondes RF des tags UWB intelligents utilisés pour la traçabilité du flux de marchandises dans les dépôts. Dans cette optique, une rectenna fonctionnant dans les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz a été conçue et réalisée. Elle a pour objectif de récupérer l'énergie ambiante autour de 900 MHz et de l'utiliser afin d'alimenter les tags. Comme pour les autres rectennas présenté plus haut, l'objectif fixé dans ce travail a été de réaliser une rectenna

performante, compacte pour des faibles densités de puissance. Le Tableau 10 donne les détails de l'objectif fixé. En plus d'être compacte, la rectenna doit avoir un gain de 2,15 dBi et doit détecter des densités de puissance faibles en entrée. Il faut donc trouver un bon compromis gain/compacité pour l'antenne. Quant au redresseur, l'objectif est d'atteindre une tension DC en sortie de 300 mV pour une charge de 10 k Ω . Le but étant d'activer un convertisseur DC/DC qui alimentera par la suite les tags. Dans cette optique, plusieurs redresseurs ont été conçus et fabriqués autour de 900 MHz.

Caractéristique	Min.	Typ.	Max.	Unité
Puissance RF reçue	-22	-15	-2	dBm
Bande passante	860		960	MHz
Diagramme de rayonnement	Non directif			
Angle d'ouverture à -3dB	45	80		Deg
Gain	2,15			dBi
Taille de l'antenne			80 x 80	mm
Tension de sortie		300		mV
Impédance de charge		10		k Ω

Tableau 10. Cahier des charges de la rectenna à 900 MHz

II. REDRESSEUR A 900 MHZ

II.1. Structures

Dans un premier temps, nous avons commencé par la conception du circuit de conversion RF-DC. Plusieurs redresseurs utilisant des topologies « simple diode » et « doubleur » ont été testées et mesurées, la Figure IV-2 montre quelques structures.

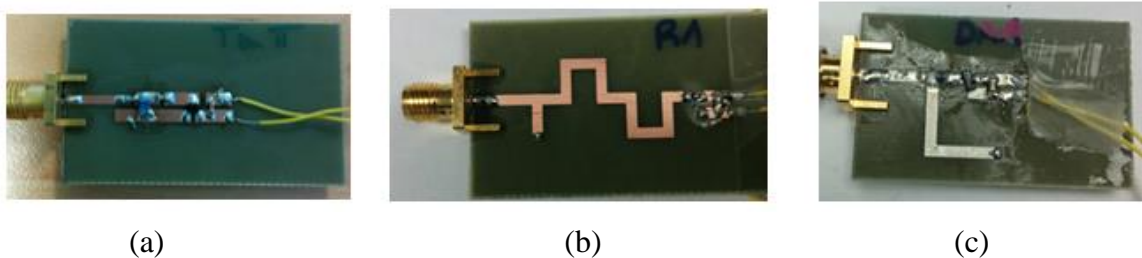


Figure IV-2. Redresseurs 900 MHz (a) doubleur, adaptation avec des composants (b) simple diode, adaptation avec des lignes (c) simple diode, adaptation mixte

A faible puissance, les redresseurs simples diodes présentent des meilleures performances. Le redresseur de la Figure IV-2(c) est celui qui a été retenu, il a été simulé en utilisant le logiciel ADS. Ensuite, il a été fabriqué sur substrat bas coût FR4 (épaisseur : 0,8 mm, permittivité diélectrique relative : 4,4, angle de pertes diélectriques: 0,02), il est constitué d'un redresseur avec une simple diode en série et d'un circuit d'adaptation composé d'un

stub en court-circuit et une inductance de 33 nH. La diode utilisée est la HSMS2850 de chez Avago, la charge a été fixée à la charge spécifiée par le cahier des charges présenté plus haut.

II.2. Résultats de mesures du redresseur

II.2.1. Tension DC

Un banc de mesure identique à celui du redresseur à 2,45 GHz a été utilisé. Les résultats de la Figure IV-3 montrent que ce redresseur permet de récupérer une tension DC de 290 mV à 880 MHz pour une puissance RF en entrée de -15 dBm et une charge de 10 k Ω .

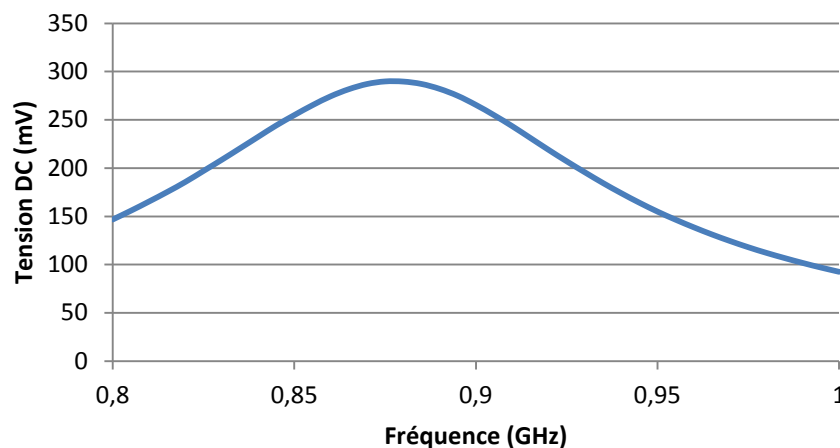


Figure IV-3. Tension DC récupérée en fonction de la fréquence, $R = 10\text{ k}\Omega$ et $P_{in} = -15\text{ dBm}$

La tension récupérée en fonction de la puissance RF injectée au redresseur est donnée sur la Figure IV-4 à 870 MHz et 915 MHz, la tension DC est supérieure à 300 mV à partir d'une puissance RF de -14 dBm et de -13 dBm aux fréquences ISM 870 MHz et 915 MHz, respectivement.

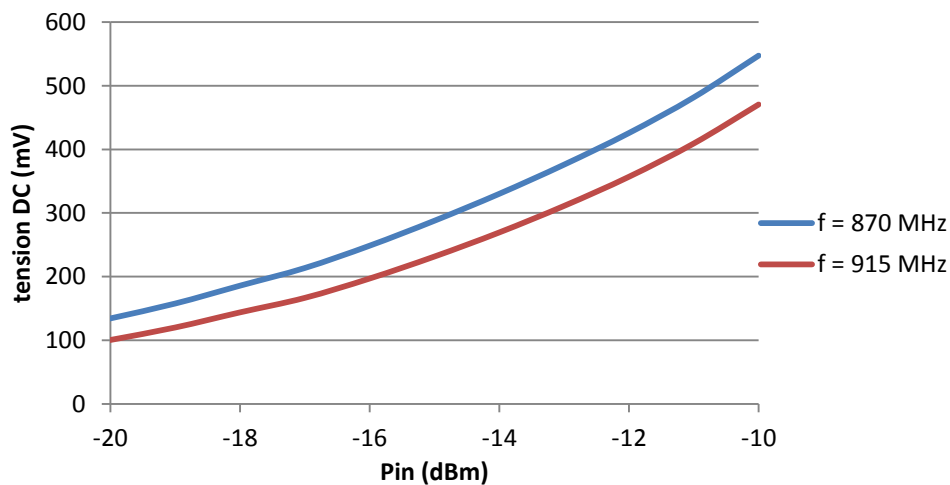
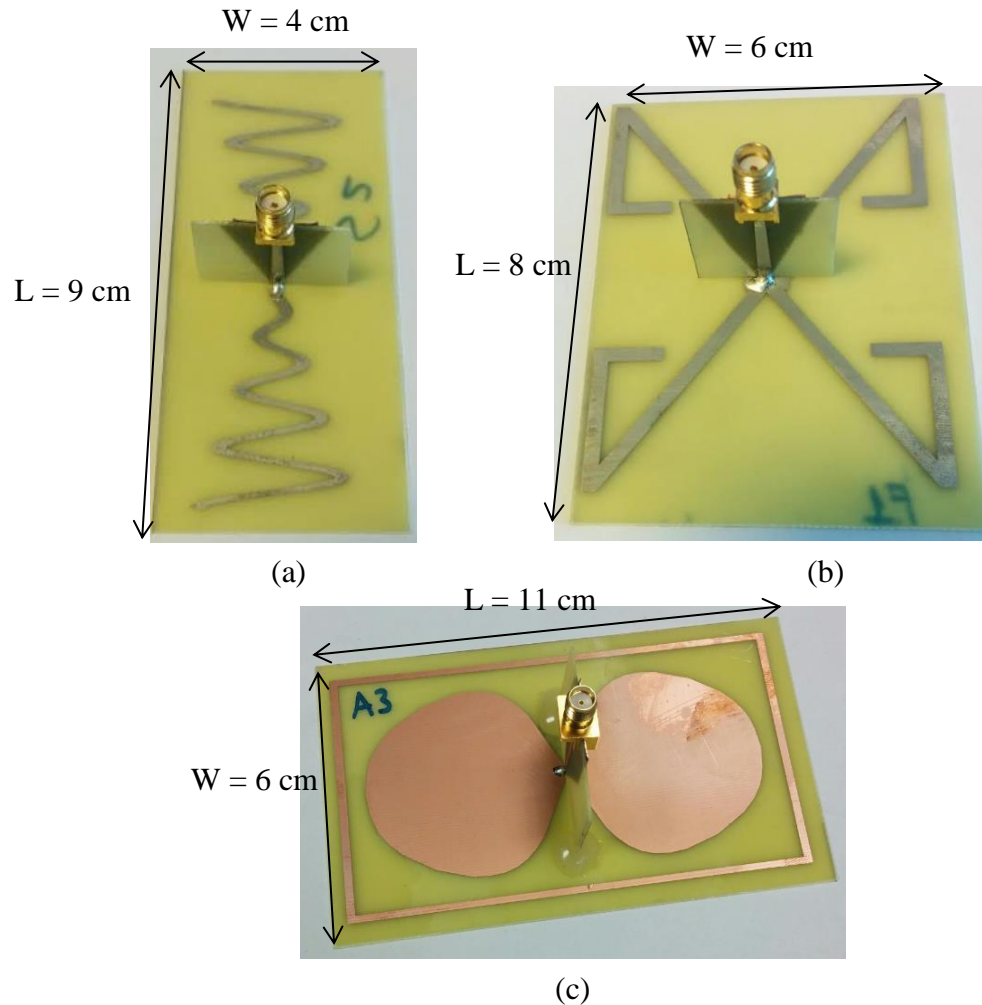


Figure IV-4. Tension DC récupérée en fonction de la puissance RFin, $R = 10\text{ k}\Omega$

III. ANTENNE

III.1. Structures

La Figure IV-5 présente les différentes antennes qui ont été simulées et testées. Le même redresseur a été utilisé pour les trois rectennas.



**Figure IV-5. Antennes 900 MHz (a) antenne « Sinus » (b) antenne « dipôles croisés »
(c) antenne « dipôle arrondi »**

L'antenne de la Figure IV-5(a) est une antenne 'sinusoïdale', c'est le fruit d'une miniaturisation d'un dipôle demi-onde en utilisant un profil sinusoïdal. Cette technique de miniaturisation permet de réduire la longueur du dipôle de 25% (de 12 cm à 9cm).

L'antenne de la Figure IV-5(b) est une antenne à dipôles croisés, cette antenne est inspirée de l'article [29], l'idée est d'augmenter le gain de l'antenne en utilisant deux dipôles croisés. Néanmoins, la longueur des dipôles étant grande à cette fréquence, la compacité souhaitée n'est pas obtenue. La solution a été donc de plier les dipôles afin de gagner en compacité, la taille de l'antenne est de $8 \times 6\text{ cm}^2$. cette antenne est appelée « FCDA »

pour « Folded Cross Dipole Antenna Array » qui désigne « Antenne à Dipôles Croisés Pliés ».

La troisième solution est l'antenne de la Figure IV-5(c). Il s'agit d'un dipôle arrondi avec anneau (DAAA) à 900MHz. Cette antenne a été réalisée en faisant un changement d'échelle sur HFSS du DA avec anneau présenté à 2,45 GHz. Le rapport entre 2,45 GHz et 900 MHz est de 2,72. Nous avons donc augmenté la surface de l'antenne de 2,72 fois afin d'obtenir une antenne fonctionnant à 900 MHz. Un travail d'optimisation a été fait par la suite sur les dimensions pour mieux régler la fréquence de résonance.

Les trois antennes sont excitées par la même transition orthogonale à leurs surfaces rayonnantes. Elles sont connectées au redresseur présenté plus haut par le biais d'un connecteur SMA mâle-mâle. La Figure IV-6 fait une comparaison entre les trois rectennas, elle expose la puissance DC récupérée pour les trois rectennas dans les mêmes conditions de mesures. Nous pouvons voir que la puissance récupérée de la rectenna DAAA est supérieure à celle récupérée par les rectenna « sinus » et « dipôles croisés ». Elle atteint 390 mV à 850 MHz et 310 mV à 905 MHz. Basé sur ce résultat, la solution DA est celle qui a été retenue dans ce travail.

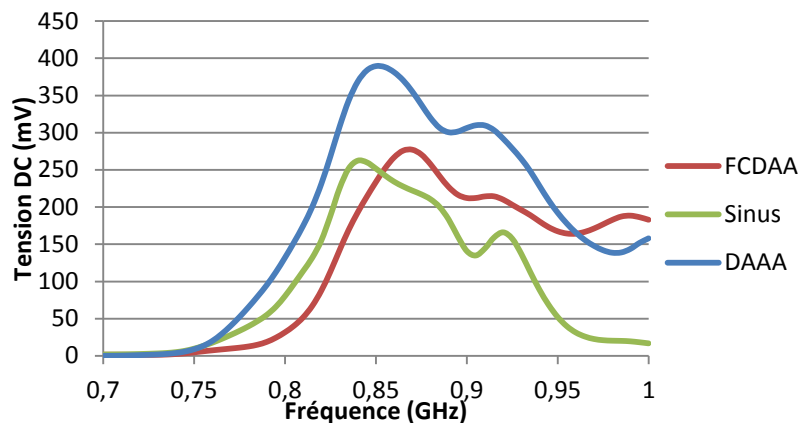


Figure IV-6. Comparaison des performances des trois rectennas

III.2. Antenne DA 900 MHz

L'antenne choisie dans le cadre de ce projet est l'antenne DAAA car elle présente le meilleur compromis gain/compacité. Sa longueur est de 10,8 cm et sa largeur est de 6 cm.

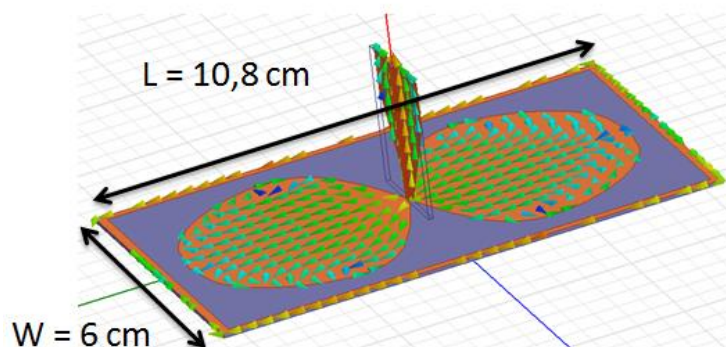


Figure IV-7. Simulation HFSS de l'antenne Dipôle Arrondi Avec Anneau

III.2.1. Coefficient de réflexion

La Figure IV-8 donne les coefficients de réflexion simulé et mesuré. En mesure, l'antenne DA est adaptée pour une large bande passante allant de 810 MHz et 1,34 GHz, ce qui correspond à une bande passante de 50% pour une fréquence centrale d'environ 1.05GHz.

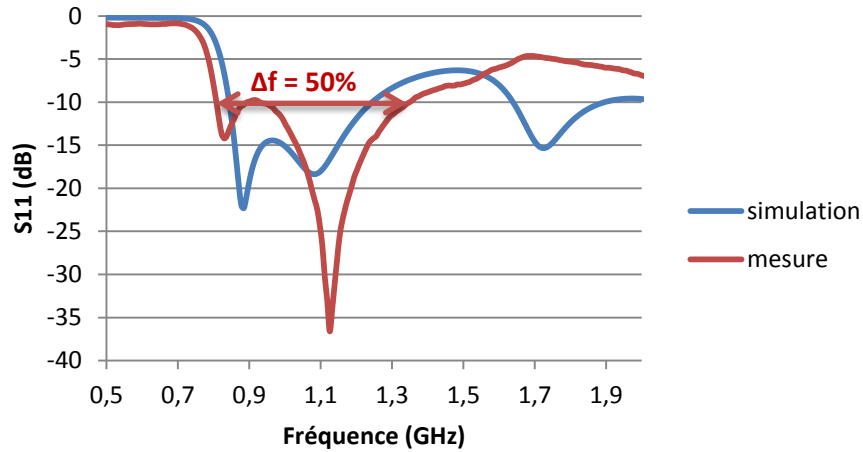


Figure IV-8. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence simulé (bleu), mesuré (rouge)

III.2.2. Diagramme de rayonnement

Le gain maximal simulé présenté par cette antenne est de 2,7 dBi à 900 MHz, l'angle d'ouverture à -3dB est de 80°. La Figure IV-9 donne le diagramme de rayonnement simulé pour les deux coupes xOz ($\varphi=0^\circ$) et yOz ($\varphi=90^\circ$) en 2D et en 3D, l'antenne a un diagramme de rayonnement similaire à celui d'un dipôle demi-onde.

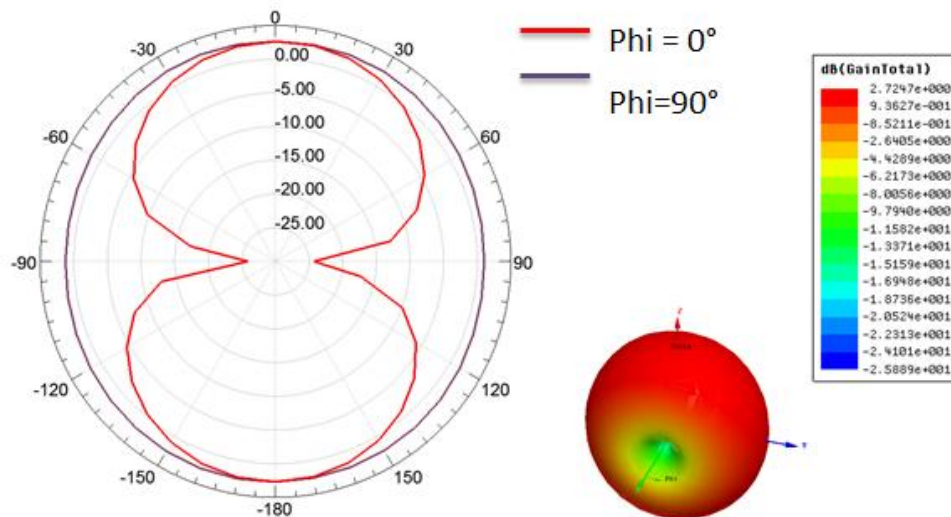


Figure IV-9. Diagramme de rayonnement à 900 MHz pour $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$

IV. RECTENNA 900 MHz

IV.1. Intégration transition / redresseur

A la suite de ceci, le redresseur a été conçu et fabriqué sur un substrat Rogers Duroïd 5870 [34] (épaisseur : 0,787 mm, permittivité diélectrique relative : 2,33, angle de pertes diélectriques: 0,0012), la transition et le redresseur ont été intégrés sur le même substrat comme le montre la Figure IV-10. Ce redresseur a été directement connecté à l'entrée de l'antenne DA, résultant en une rectenna 3D de $10,8 \times 6 \times 7 \text{ cm}^3$.

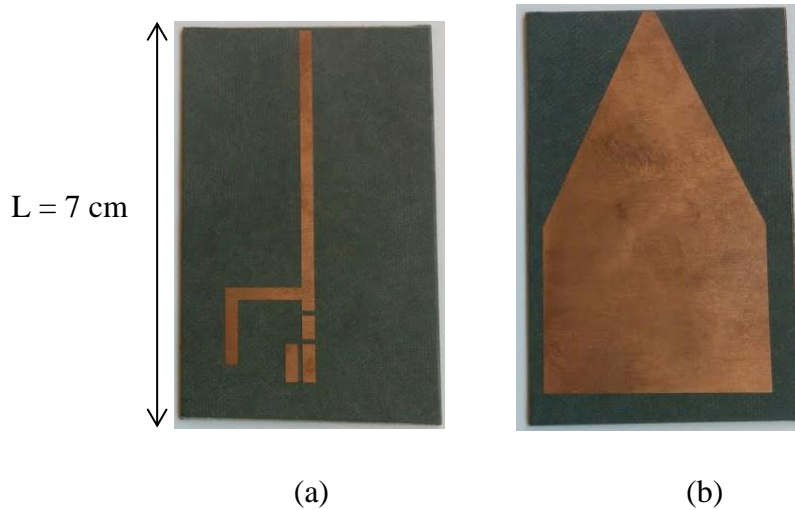


Figure IV-10. Redresseur et transition intégrés sur Rogers Duroïd 5870 (a) face avant (b) face arrière

IV.2. Résultats de mesures de la rectenna

Les mesures de la rectenna ont été réalisées dans une chambre anéchoïque afin de s'affranchir des éventuelles réflexions et trajets multiples. Le même banc de mesure de la Figure II-31 a été utilisé. La Figure IV-11 montre la tension DC récupérée par la rectenna aux bornes d'une charge de 10 k Ω . La rectenna permet de récupérer une tension DC supérieure à 300 mV entre 830 MHz et 930 MHz, la valeur maximale obtenue est de 543 mV à 900 MHz pour un champ E incident de 1,4 V/m.

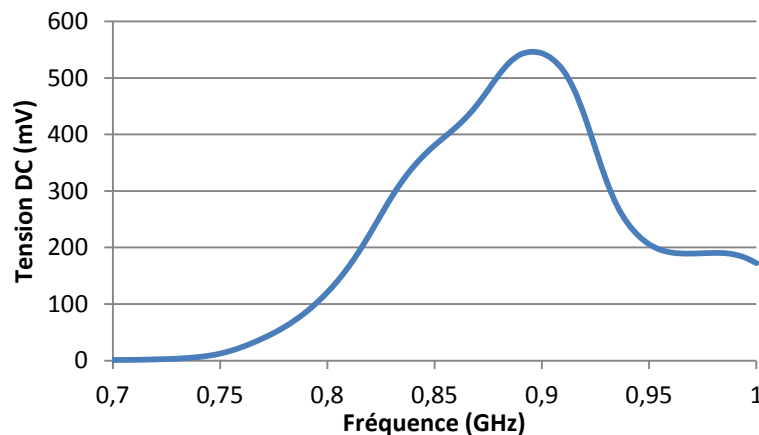


Figure IV-11. Tension DC récupérée à 900 MHz pour une charge de 10 k Ω en fonction de la fréquence

La tension DC est supérieure à 300 mV pour un champ variant de 0,9 V/m à 2,8 V/m (puissance RF estimée à l'entrée du redresseur de -14,8 dBm à -4,8 dBm, valeurs calculées avec l'équation (1 – 8)) comme le montre la Figure IV-12, elle donne la tension DC et l'efficacité en fonction du champ électrique incident calculé au niveau de la rectenna à 900 MHz. La tension DC récupérée est supérieure à 300 mV à partir d'un champ électrique de 0,9 V/m ($P_{in} = -14,8$ dBm). L'efficacité de conversion correspondante est supérieure à 28,5% et atteint sa valeur maximale de 41% à 2,8 V/m ($P_{in} = -4,8$ dBm). Nous pouvons observer que l'efficacité pourrait augmenter davantage avec la puissance. En effet, étant donné que la puissance en entrée du redresseur est faible, la tension de claquage de la diode est loin d'être atteinte. Le Tableau 11 donne une comparaison de la rectenna DAAA avec l'état de l'art

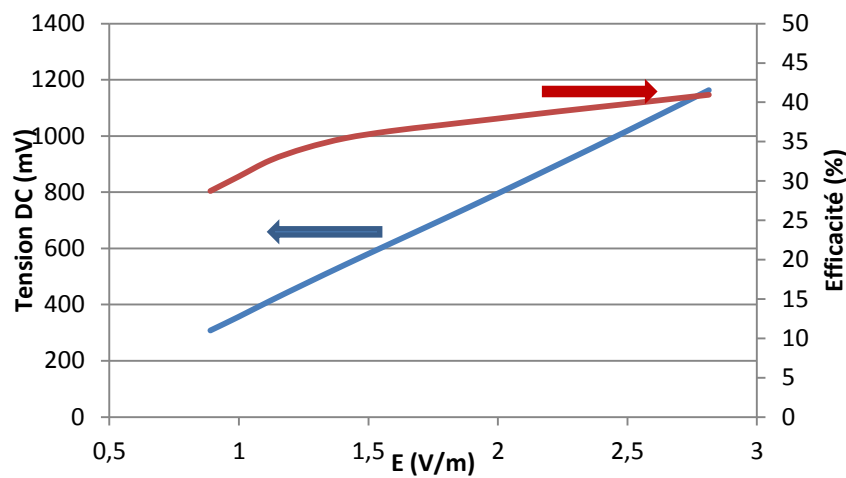


Figure IV-12. Tension DC et efficacité de conversion en fonction du champ électrique incident

Ref	Fréquence	PRF	S ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$) E (V/m)	η_1	η_2	Surface antenne
[24]	915 MHz 2,45 GHz	-9	1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		37%	6 x 6 cm^2 $0,33\lambda_0^2$
[25]	900 MHz 1,8GHz/2.1 GHz/2,4 GHz	-20 dBm	----	15%	----	10 x 10 cm^2 λ_0^2
[82]	900 MHz	-10	----	33%	----	NC
[83]	868 MHz	-20 dBm	----	20%	----	NC
[84]	539 MHz 915 MHz	-10 dBm	----	25%	----	NC
[85]	900 MHz	----	0,1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	----	16% 40%	11x11 cm^2 0,11* λ_0^2
ICI	900 MHz	-14,8 dBm	0,21 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 2,2 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	----	28,7% 37%	11 x 6 cm^2 0,6 λ_0^2

Tableau 11. Comparaison avec l'état de l'art dans la bande ISM autour de 900 MHz

V. MINIATURISATION : DU 3D AU 2D

V.1. Rectenna 2D

La rectenna présentée plus haut présente l'avantage d'avoir une efficacité comparable par rapport à l'état de l'art, voire supérieure dans certains cas pour des faibles densités de puissances en entrée. En revanche, l'utilisation d'un redresseur avec une longueur de 7cm connecté de manière orthogonale à l'antenne résulte en une structure 3D et dégrade la compacité de la rectenna. Pour pallier à ce problème, nous avons décidé de coller le redresseur sur l'élément rayonnant comme le montre la Figure IV- 13. En effet, la large surface occupée par un brin arrondi offre l'opportunité d'y coller directement le redresseur, ce qui permet d'avoir un contact avec le plan de masse du redresseur. Un petit fil électrique est utilisé par la suite afin de connecter l'autre brin arrondi à la ligne 50 Ω à l'entrée du redresseur.

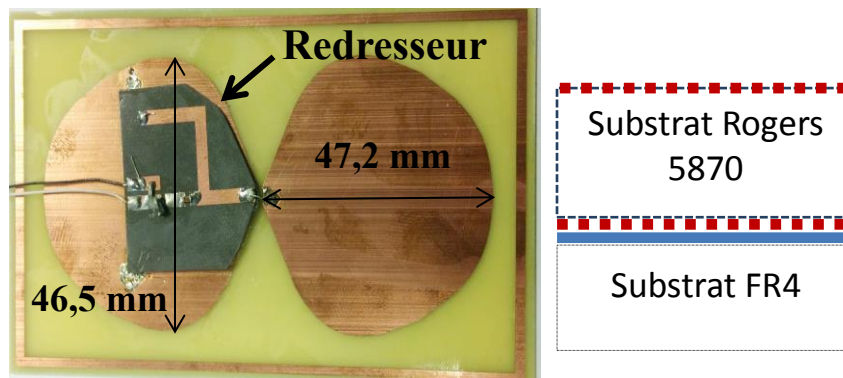


Figure IV- 13. Rectenna 2D avec le redresseur collé à l'antenne

V.2. Résultats de mesures de la rectenna

L'élimination de la transition progressive et le passage d'une structure 3D à une structure 2D résultent en une réduction de la bande de fréquence et de la tension DC comme le montre la Figure IV- 14, la fréquence maximale est également décalée à 860MHz. La tension DC maximale récupérée est de 470mV à 860MHz pour une charge de 10k Ω . D'un point de vue pratique, cette tension reste supérieure à 300 mV et peut activer un convertisseur DC / DC.

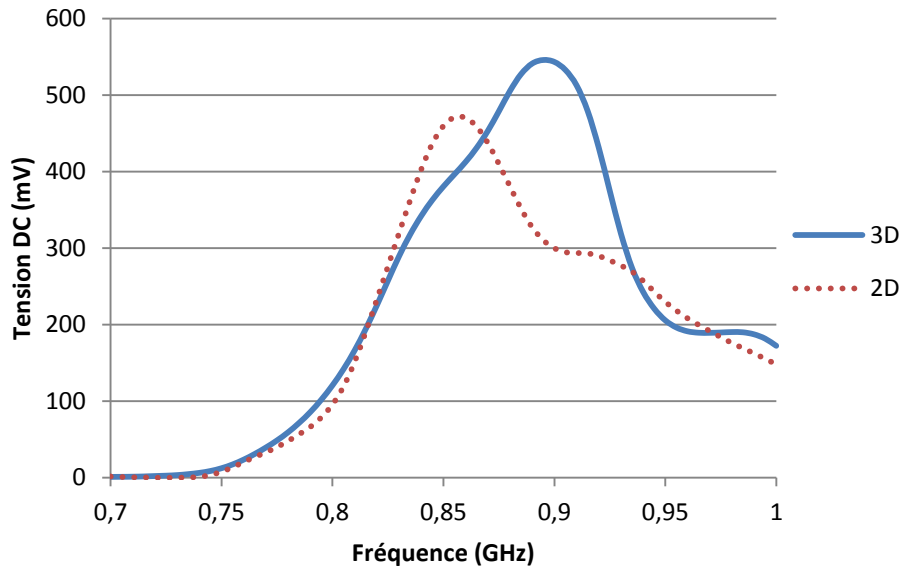


Figure IV- 14. Tension DC en fonction de la fréquence pour une charge de 10 kΩ

La Figure IV- 15 présente la tension DC et l'efficacité de cette rectenna à 860 MHz pour un champ électrique allant de 0,8 V/m à 5,5V/m. La tension DC est supérieure à 300 mV à partir d'un champ électrique de 0.91 V/m ($P_{in} = -14,5$ dBm). L'efficacité de conversion correspondante est supérieure à 20% et atteint une valeur maximale de 37% à 2,87 V/m.

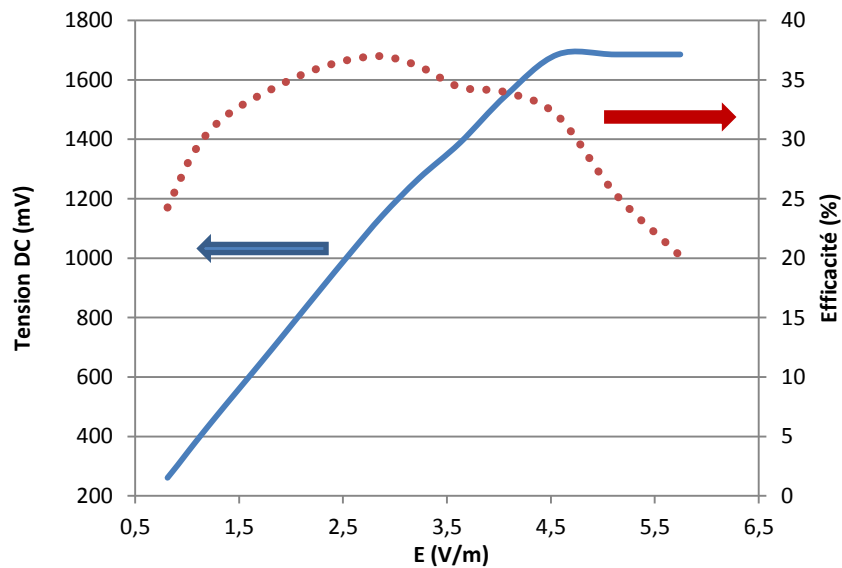


Figure IV- 15. Tension DC et efficacité en fonction du champ électrique incident à 860 MHz

Le Tableau 12 donne une comparaison de la rectenna avec l'état de l'art :

Ref	Fréquence	PRF	S ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$) E (V/m)	η_1	η_2	Surface antenne
[24]	915 MHz 2,45 GHz	-9	1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		37%	6 x 6 cm^2 $0,33\lambda_0^2$
[25]	900 MHz 1,8GHz/2.1 GHz/2,4 GHz	-20 dBm	----	15%	----	10 x 10 cm^2 λ_0^2
[82]	900 MHz	-10	----	33%	----	NC
[83]	868 MHz	-20 dBm	----	20%	----	NC
[84]	539 MHz 915 MHz	-10 dBm	----	25%	----	NC
[85]	900 MHz	----	0,1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	----	16% 40%	11x11 cm^2 0,11* λ_0^2
ICI	860 MHz	-14,5 dBm	0.22 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 2,2 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	----	26,2% 37%	11 x 6 cm^2 0,6 λ_0^2

Tableau 12. Comparaison avec l'état de l'art dans la bande ISM autour de 900 MHz

NC : Non Communiqué

Conclusion

Une rectenna basée sur une antenne « dipôle arrondi » à 900 MHz a été présentée dans ce chapitre. Elle permet de récupérer une tension supérieure à 300 mV à partir d'un champ électrique incident de 0.88 V/m ($P_{in} = -14,8$ dBm). Elle présente également une efficacité supérieure à 30.5% à partir de 1 V/m ($S = 0,26 \mu\text{W}/\text{cm}^2$). Comparée aux autres rectenna, cette structure présente l'avantage d'avoir un meilleur compromis compacité/efficacité pour des faibles densités de puissances en entrée. Par la suite, un travail de miniaturisation de la rectenna est présenté. Ce travail consiste à l'élimination de l'aspect 3D de la rectenna en collant le redresseur directement sur l'élément rayonnant. Cette modification réduit la bande de fréquence de la rectenna et la tension DC. Cependant, la tension DC récupérée reste supérieure à 300 mV à partir d'un champ électrique de 0.9 V/m avec une meilleure compacité. L'efficacité maximale est de 37% à 2,87 V/m, soit 4% de moins que la rectenna 3D.

La tension DC peut être augmentée davantage si un réflecteur métallique est positionné à la bonne distance de l'antenne, cela permettrait d'augmenter le gain de 5 dB (en simulation). Ce scénario peut être envisagé dans le cas où la rectenna doit être positionnée sur un support physique. Les résultats obtenus lorsqu'un réflecteur est utilisé sont donnés en annexe.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion

Dans ce manuscrit, nous avons présenté quatre rectennas basées sur des topologies innovantes pour la récupération d'énergie électromagnétique pour des applications terrestres et spatiales, les rectennas présentées sont mono-bande, multi-bandes et large bande. Le choix de la topologie a été fait en suivant le meilleur compromis entre des critères antagonistes : maximisation de la puissance DC et de l'efficacité de conversion RF/DC, compacité et robustesse, fréquence/bande de fonctionnement, etc.

Les trois rectennas ont été simulées en utilisant les logiciels commerciaux ADS, Momentum pour les circuits RF et HFSS, FEKO pour les antennes. La caractérisation de ces derniers a été réalisée dans un premier temps de façon séparée et ensuite les deux entités ont été assemblées afin de caractériser la rectenna en entier.

La rectenna réalisée à 2.4 GHz englobe trois structures partant d'une même antenne de base, l'antenne dipôle arrondi. Ce dernier est le fruit d'une modification de la géométrie de l'antenne dipôle demi-onde qui a présente une large bande passante. La première structure présentée permet d'obtenir un comportement bi-bandes à 2,1 GHz (UMTS) et 2,4 GHz (Wi-Fi). Les modifications réalisées par la suite sur cette antenne avaient pour objectif de réduire ses dimensions, la première modification réalisée consiste à remplacer la ligne d'excitation par une transition orthogonale à l'antenne, résultant en une structure 3D plus compacte à 2,3 GHz, de l'ordre de $0,064\lambda_0^2$. La troisième modification réalisée utilise une technique de miniaturisation qui consiste à rajouter un anneau de couplage rectangulaire qui permet de décaler la fréquence de résonance à plus basse fréquence par le biais d'un couplage électromagnétique avec l'élément rayonnant, cette méthode permet d'obtenir une structure encore plus compacte à 2,3 GHz, de l'ordre de $0,045\lambda_0^2$.

Ensuite, deux rectennas conçues pour des applications spatiales ont été présentées, la première est une rectenna multi-bandes qui fonctionne dans les bandes Ku/ Ka, à 12 GHz, 17 GHz et 20,2 GHz. Cette rectenna est composée d'un réseau d'antennes de 4 dipôles croisés (4CDAA) et d'un redresseur composé d'une diode montée en parallèle et de lignes CPS pour la transmission du signal. L'adaptation complexe conjuguée a été utilisée, une structure compacte a été obtenue, de l'ordre de λ_0^2 avec une efficacité qui atteint 41%, 12% et 20% à 12 GHz, 17 GHz et 20 GHz, respectivement pour un champ électrique incident d'environ 83V/m. Etant donné la compacité et le poids présentés par la 4CDAA, il est tout à fait envisageable de la monter à bord d'un satellite géostationnaire pour l'alimentation de capteurs sans fils.

La deuxième structure utilise une antenne spirale d'Archimède miniature large bande fonctionnant de 1 GHz à 6 GHz, elle utilise le même type d'adaptation que la rectenna

4CDAA, une étude paramétrique a été effectuée sur les distances L_0 (distance entre l'antenne et la diode) et L_1 (distance entre la diode et la capacité de filtrage) afin de visualiser leur influence sur les performances de la rectenna et voir les tendances. Les mesures affichent une puissance DC récupérée supérieure à $70 \mu\text{W}$ entre 2 GHz et 3,5 GHz. Si on considère la fréquence centrale de 2,75 GHz, la bande passante est de 54,5%. Sur cette bande, l'efficacité est supérieure à 20 %. Elle atteint une valeur maximale de 37% à 3,2 GHz pour un champ électrique de 7,2 V/m.

Le dernier chapitre présente une rectenna réalisée dans le cadre d'un projet industriel qui vise à télé-alimenter des tags UWB intelligents utilisés pour la traçabilité du flux de marchandises dans les dépôts. L'objectif a été de réaliser une rectenna compacte qui permet d'atteindre une tension DC en sortie de 300 mV pour une puissance RF à l'entrée du redresseur de -15 dBm. Parmi les structures testées, la rectenna Dipôle Arrondi Avec Anneau (DAAA) est celle qui a été choisie car elle respecte au mieux le compromis compacité/gain. Pour gagner plus en compacité, le redresseur a été collé directement sur l'élément rayonnant. Cette rectenna permet de récupérer une tension supérieure à 300 mV à partir d'un champ électrique incident de 0,91 V/m (valeur estimée de $P_{in} = -14,5 \text{ dBm}$). Elle présente une efficacité maximale de 37% à 2,87 V/m.

Perspectives

Pour la structure à dipôle arrondi, un travail d'optimisation peut être effectué afin d'atteindre des efficacités plus élevées. L'antenne peut également être transformée en antenne filtre (Filtenna). Des fentes peuvent être intégrées à la surface de l'élément rayonnant afin de désadapter l'impédance de l'antenne à $2f_0$ et $3f_0$ et empêcher par conséquent les pertes de puissance par rayonnement aux harmoniques. La réalisation d'une rectenna multi-bandes peut être envisagée également.

Pour la rectenna 4CDAA, la perspective est de trouver un moyen de caractériser expérimentalement l'antenne de façon séparée du redresseur. Pour ce faire, une transition CPS / Microruban doit être intégrée sans que celle-ci ne dégrade les performances. Un modèle ADS plus représentatif doit également être développé afin de mieux comprendre l'impact du redresseur.

Pour la rectenna large bande, la perspective est de s'affranchir de la chute de puissance DC à 2,5 GHz, une solution intéressante serait d'assurer une densité de puissance constante au niveau de la rectenna. Pour ce faire, une interface logicielle avec un programme qui permettrait de contrôler la puissance générée par le générateur de fréquence, en fonction des différents paramètres tels que la fréquence, des gains des antennes Tx et Rx et des pertes de propagations pourrait être développée afin d'assurer un rayonnement constant au

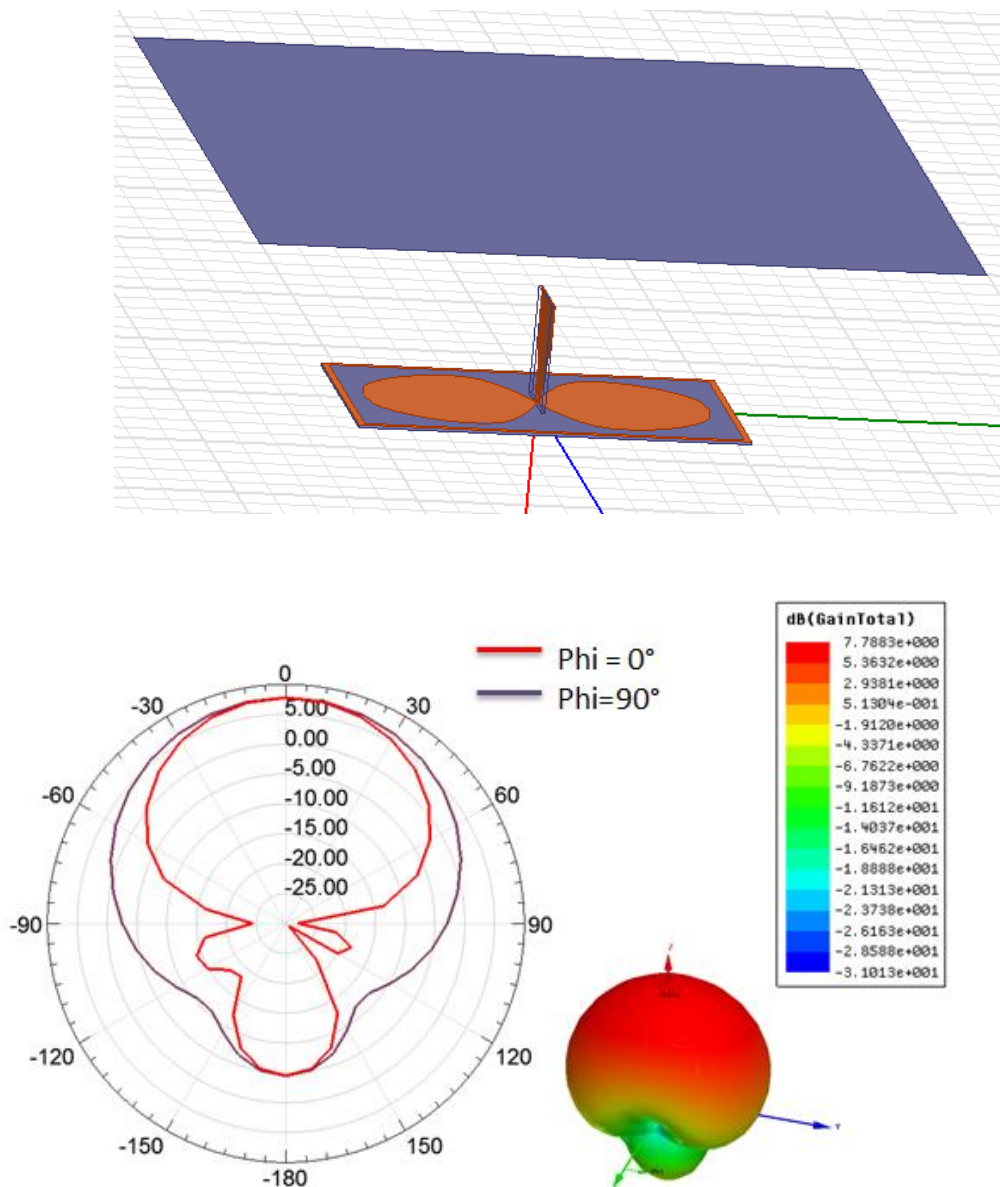
niveau de la rectenna. Une solution plus simple serait de caractériser le redresseur indépendamment de l'antenne et le comparer avec les résultats de simulation circuit. Pour ce faire, une transition CPS / microruban doit être conçue.

Pour la rectenna DA à 900 MHz, la perspective serait d'éliminer les harmoniques $2f_0$ et $3f_0$ générées par la diode comme pour la rectenna DA à 2,45 GHz en réalisant des filtres antennes. Un redresseur bi-bandes peut également être réalisé aux fréquences ISM 868MHz et 915MHz.

ANNEXES

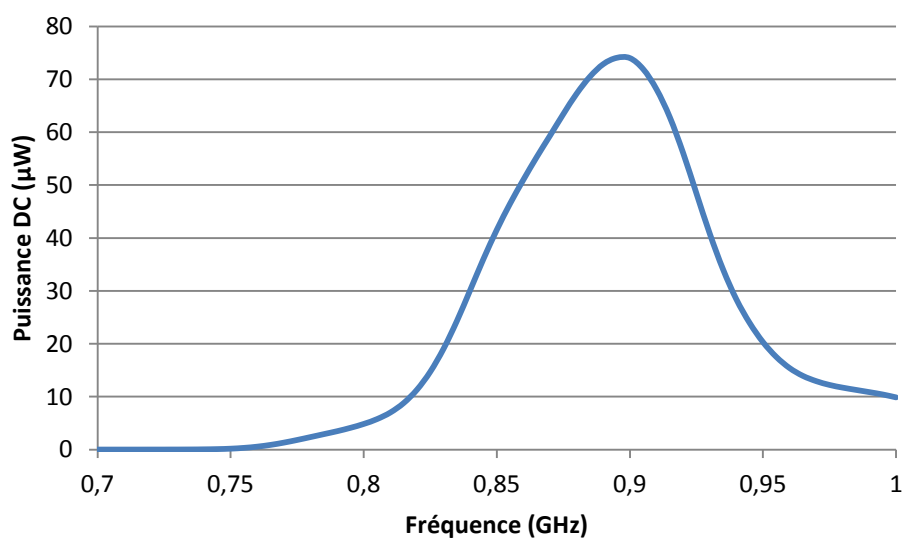
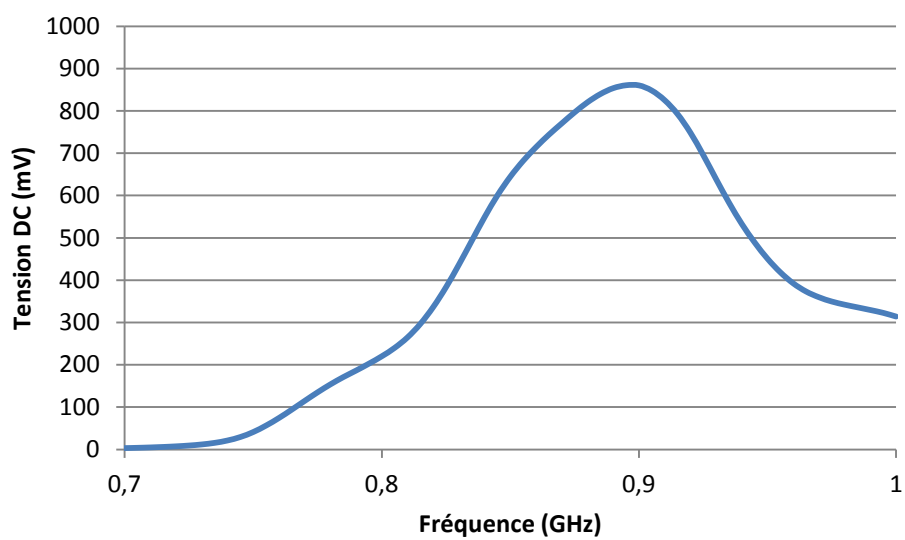
ANNEXE 1

Cette annexe présente la rectenna DA à 900 MHz lorsqu'un plan réflecteur métallique est utilisé. La figure ci-dessous présente l'antenne avec le réflecteur. Le réflecteur utilisé en mesure est une plaque qui a la taille d'une feuille A4. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est donné ci-dessous, le gain de cette antenne est de 7,7 dBi à 900 MHz.



La tension DC et la puissance DC récupérée sont données ci-dessous, une tension de 860 mV est récupérée aux bornes d'une charge de 10 kΩ pour un champ électrique incident de

1,4 V/m. la puissance DC est supérieure à $60\mu\text{W}$ entre 870 MHz et 920 MHz et atteint une valeur maximale de $74\mu\text{W}$ à 900 MHz.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. H. Hertz, "Dictionary of Scientific Biography," .
- [2] M. Cheney, *Tesla: Man Out of Time*. Simon and Schuster, 2011.
- [3] *The transmission of Electric Energy Without Wires (The Thirteenth Anniversary Number of the Electrical World and Engineer)*. McGraw-Hill, New York. .
- [4] B. Strassner and K. Chang, "Microwave Power Transmission: Historical Milestones and System Components," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1379–1396, Jun. 2013.
- [5] W. C. Brown, J. F. Skowron, G. H. MacMaster, and J. W. Buckley, "The super power CW amplatron," in *1963 International Electron Devices Meeting*, 1963, vol. 9, pp. 52–52.
- [6] W. C. Brown, "Experimental Airborne Microwave Supported Platform," Dec. 1965.
- [7] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, Sep. 1984.
- [8] R. M. Dickinson, "Performance of a High-Power, 2.388-GHz Receiving Array in Wireless Power Transmission Over 1.54 km," in *1976 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium*, 1976, pp. 139–141.
- [9] J. O. McSpadden and J. C. Mankins, "Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 4, pp. 46–57, Dec. 2002.
- [10] Véronique KUHN, "Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants," 2016.
- [11] M. P. Theodoridis, "Effective Capacitive Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 12, pp. 4906–4913, Dec. 2012.
- [12] U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "Modular-based inductive power transfer system for high-power applications," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1119–1126, Aug. 2012.
- [13] C. Qiu, K. T. Chau, C. Liu, and C. C. Chan, "Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging," in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013, pp. 1–9.
- [14] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, Oct. 2005.
- [15] O. H. Stielau and G. A. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems," in *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, 2000, vol. 1, pp. 85–90 vol.1.
- [16] A. P. Sample, D. T. Meyer, and J. R. Smith, "Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, Feb. 2011.
- [17] "STATUTES of the International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection e.V.," 2008. [Online]. Available: <http://www.icnirp.org/cms/upload/doc/statutes.pdf>. [Accessed: 19-Jul-2017].
- [18] "OMS | Organisation mondiale de la Santé," WHO. [Online]. Available: <http://www.who.int/fr/>. [Accessed: 22-Sep-2017].
- [19] ICNIRP SCI PUBLICATION, "EPIDEMIOLOGIC EVIDENCE ON MOBILE PHONES AND TUMOR RISK: A REVIEW," 2009. [Online]. Available: <http://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPepiRFRReview2009.pdf>. [Accessed: 19-Jul-2017].

- [20] Denis Noble, Tom L. Blundel, "NIR & CHILDREN'S HEALTH, Progress in Biophysics & Molecular Biology (107)3:311-482," 2011. [Online]. Available: <http://www.icnirp.org/en/publications/article/nir-childrens-health-2011.html>. [Accessed: 19-Jul-2017].
- [21] "INERIS, exposition aux rayonnements électromagnétiques." [Online]. Available: http://www.ineris.fr/centredoc/rapport_metrologie_des_champsV5.pdf. [Accessed: 12-Oct-2017].
- [22] "A mobile-agent-based wireless sensing network for structural monitoring applications (PDF Download Available)," *ResearchGate*. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/228341792_A_mobile-agent-based_wireless_sensing_network_for_structural_monitoring_applications. [Accessed: 07-Jul-2017].
- [23] A. Costanzo and D. Masotti, "Smart Solutions in Smart Spaces: Getting the Most from Far-Field Wireless Power Transfer," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 17, no. 5, pp. 30–45, May 2016.
- [24] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis, and M. M. Tentzeris, "A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1634–1637, 2013.
- [25] V. Kuhn, C. Lahuec, F. Seguin, and C. Person, "A Multi-Band Stacked RF Energy Harvester With RF-to-DC Efficiency Up to 84%," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 5, pp. 1768–1778, May 2015.
- [26] M. K. Hosain and A. Z. Kouzani, "Design and analysis of efficient rectifiers for wireless power harvesting in DBS devices," in *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2013, pp. 651–655.
- [27] S.ADAMI, "Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna," INSA de Lyon, décembre-2013.
- [28] A. Takacs, H. Aubert, S. Fredon, L. Despoisse, and H. Blondeaux, "Microwave Power Harvesting for Satellite Health Monitoring," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 4, pp. 1090–1098, Apr. 2014.
- [29] H. Sun, Y. x Guo, M. He, and Z. Zhong, "Design of a High-Efficiency 2.45-GHz Rectenna for Low-Input-Power Energy Harvesting," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 929–932, 2012.
- [30] C. Song, Y. Huang, J. Zhou, J. Zhang, S. Yuan, and P. Carter, "A High-Efficiency Broadband Rectenna for Ambient Wireless Energy Harvesting," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 8, pp. 3486–3495, Aug. 2015.
- [31] Alexandre Boyer, "Cours Antennes, Institut National des Sciences Appliquées (INSA), Toulouse," 2011. [Online]. Available: http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf. [Accessed: 18-Jul-2017].
- [32] Constantine A. BALANIS, "'ANTENNA THEORY, Analysis and Design, Third Edition', page 64, 65." [Online]. Available: http://www.unimasr.net/ums/upload/files/2011/Apr/UniMasr.com_1165919310b71469c1b283601611c79c.pdf. [Accessed: 17-Jul-2017].
- [33] J. O. McSpadden, L. Fan, and K. Chang, "Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2053–2060, 1998.
- [34] Rogers Corporation, "RT/ rogers5870 Datasheet." [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>. [Accessed: 18-Jul-2017].

- [35] B. Strassner and K. Chang, "5.8-GHz circularly polarized rectifying antenna for wireless microwave power transmission," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 8, pp. 1870–1876, Aug. 2002.
- [36] M. Thompson and J. K. Fidler, "Determination of the impedance matching domain of impedance matching networks," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 51, no. 10, pp. 2098–2106, Oct. 2004.
- [37] M. K. Hosain, A. Z. Kouzani, M. F. Samad, and S. J. Tye, "A Miniature Energy Harvesting Rectenna for Operating a Head-Mountable Deep Brain Stimulation Device," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 223–234, 2015.
- [38] "Datasheet Murata inductance." [Online]. Available: http://psearch.en.murata.com/inductor/product/LQP18MN10NG02_.pdf. [Accessed: 19-Jul-2017].
- [39] H. Sun, Y. x Guo, M. He, and Z. Zhong, "A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 918–921, 2013.
- [40] H. Sun and W. Geyi, "A New Rectenna Using Beamwidth-Enhanced Antenna Array for RF Power Harvesting Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1451–1454, 2017.
- [41] Y.-H. Suh and K. Chang, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45-and 5.8-GHz wireless power transmission," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, pp. 1784–1789, 2002.
- [42] S. N. Daskalakis, A. Georgiadis, A. Bletsas, and C. Kalialakis, "Dual band RF harvesting with low-cost lossy substrate for low-power supply system," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1–4.
- [43] S. D. Assimonis, S. N. Daskalakis, and A. Bletsas, "Sensitive and Efficient RF Harvesting Supply for Batteryless Backscatter Sensor Networks," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 4, pp. 1327–1338, Apr. 2016.
- [44] M. Piñuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, "Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 7, pp. 2715–2726, Jul. 2013.
- [45] T. Thierry, F. Ludivine, O. Laurent, B. Romain, T. Florent, and V. Valérie, "RF energy harvesting and remote powering at 900MHz and 2.4GHz," in *2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, 2014, pp. 818–821.
- [46] Z. Popovic, "Cut the Cord: Low-Power Far-Field Wireless Powering," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 2, pp. 55–62, Mar. 2013.
- [47] S. D. Assimonis, S. N. Daskalakis, and A. Bletsas, "Efficient RF harvesting for low-power input with low-cost lossy substrate rectenna grid," in *2014 IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, 2014, pp. 1–6.
- [48] Avago, "Avago technologies HSMS2852." [Online]. Available: <https://www.rcscomponents.kiev.ua/datasheets/avago-hsms-2852-blkg-datasheet.pdf>. [Accessed: 31-Jul-2017].
- [49] W.-H. Tu and K. Chang, "Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transitions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1084–1089, Mar. 2006.
- [50] Avago, "Avago technologies HSMS2860." [Online]. Available: <http://datasheet.octopart.com/HSMS-2860-BLKG-Avago-datasheet-7281230.pdf>. [Accessed: 31-Jul-2017].

- [51] Z. Harouni, L. Cirio, L. Osman, A. Gharsallah, and O. Picon, "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 306–309, 2011.
- [52] "MACOM MA4E1317." [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/249/MA4Exxxx%20Series-838022.pdf>. [Accessed: 31-Jul-2017].
- [53] S. Ladan, A. B. Guntupalli, and K. Wu, "A High-Efficiency 24 GHz Rectenna Development Towards Millimeter-Wave Energy Harvesting and Wireless Power Transmission," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 61, no. 12, pp. 3358–3366, Dec. 2014.
- [54] Y. J. Ren, M. Y. Li, and K. Chang, "35 GHz rectifying antenna for wireless power transmission," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 11, pp. 602–603, May 2007.
- [55] "MACOM MA4E2502L." [Online]. Available: https://cdn.macom.com/datasheets/MA4E2502_Series.pdf. [Accessed: 31-Jul-2017].
- [56] A. Collado and A. Georgiadis, "24 GHz substrate integrated waveguide (SIW) rectenna for energy harvesting and wireless power transmission," in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2013, pp. 1–3.
- [57] H. Gonçalves, J. Fernandes, and M. Martins, "A study on MOSFET rectifiers maximum output voltage for RF power harvesting circuits," in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013)*, 2013, pp. 2964–2967.
- [58] D. Karolak, T. Taris, Y. Deval, J. B. Béguéret, and A. Mariano, "Design comparison of low-power rectifiers dedicated to RF energy harvesting," in *2012 19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS 2012)*, 2012, pp. 524–527.
- [59] K. Kotani and T. Ito, "High efficiency CMOS rectifier circuit with self-Vth-cancellation and power regulation functions for UHF RFIDs," in *2007 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, 2007, pp. 119–122.
- [60] A. Sasaki, K. Kotani, and T. Ito, "Differential-drive CMOS rectifier for UHF RFIDs with 66% PCE at #x2212;12 dBm Input," in *2008 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, 2008, pp. 105–108.
- [61] Y. Lu *et al.*, "A Wide Input Range Dual-Path CMOS Rectifier for RF Energy Harvesting," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 64, no. 2, pp. 166–170, Feb. 2017.
- [62] "ANSYS HFSS." [Online]. Available: <http://www.ansys.com/fr-FR/products/electronics/ansys-hfss>. [Accessed: 18-Jul-2017].
- [63] "Advanced Design System (ADS) | Keysight (formerly Agilent's Electronic Measurement)." [Online]. Available: <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng>. [Accessed: 15-Aug-2017].
- [64] H. TAKHEDMIT, "Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz," 2010. [Online]. Available: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00564596/document>. [Accessed: 02-Aug-2017].
- [65] Daniel Choi, "Cours : Méthode des éléments finies," 2010. [Online]. Available: <http://www.math.unicaen.fr/~choi/pdf/cours-mef.pdf>. [Accessed: 02-Aug-2017].
- [66] "Murata Electronics." [Online]. Available: <http://datasheet.octopart.com/LQG18HN10NJ00D-Murata-datasheet-8317092.pdf>. [Accessed: 14-Aug-2017].
- [67] "Neltec NY9208 Datasheet." [Online]. Available: <https://www.parkelectro.com/parkelectro/images/n9000%20crossreference1.pdf>. [Accessed: 03-Oct-2017].

- [68] A. Georgiadis, G. V. Andia, and A. Collado, "Rectenna design and optimization using reciprocity theory and harmonic balance analysis for electromagnetic (EM) energy harvesting," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 444–446, 2010.
- [69] N. Mei-Juan, "A compact 2.45 GHz Broadband Rectenna Using Grounded Coplanar Waveguide." [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/Xue_Xia_Yang/publication/273176687_A_Compact_245-GHz_Broadband_Rectenna_Using_Grounded_Coplanar_Waveguide/links/57a4977408ae455e8538fa35.pdf. [Accessed: 29-Jun-2017].
- [70] F. Meddour and Z. Dibi, "An efficient small size electromagnetic energy harvesting sensor for low-DC-power applications," *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 11, no. 4, pp. 483–489, 2017.
- [71] J. H. Chou, D. B. Lin, K. L. Weng, and H. J. Li, "All Polarization Receiving Rectenna With Harmonic Rejection Property for Wireless Power Transmission," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 10, pp. 5242–5249, Oct. 2014.
- [72] L. Chang-yong, Z. Yan-wei, L. Yin-fan, W. Shao-hua, and L. Xiao-jun, "Volcano smoke planar ultra-wide band antenna," in *Proceedings of 2011 International Conference on Electronic Mechanical Engineering and Information Technology*, 2011, vol. 7, pp. 3362–3364.
- [73] F. Congedo, G. Monti, L. Tarricone, and M. Cannarile, "Broadband bowtie antenna for RF energy scavenging applications," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 335–337.
- [74] N. Kashyap and D. K. V, "Miniaturized planar spiral antenna with stacked ring," in *2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, 2014, pp. 465–468.
- [75] A. Takacs, H. Aubert, and S. Charlot, "Ultra-compact Ku band rectenna," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, pp. 1–4.
- [76] "Rogers RT/duroid 6002." [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/documents/609/acm/RT-duroid-6002-laminate-data-sheet.pdf>. [Accessed: 07-Aug-2017].
- [77] "Datasheet Diode SMS7630." [Online]. Available: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SMS7630_061_201295H.pdf. [Accessed: 12-Oct-2017].
- [78] T. W. Yoo and K. Chang, "Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 6, pp. 1259–1266, Jun. 1992.
- [79] S. Ladan, A. B. Guntupalli, and K. Wu, "A High-Efficiency 24 GHz Rectenna Development Towards Millimeter-Wave Energy Harvesting and Wireless Power Transmission," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 61, no. 12, pp. 3358–3366, Dec. 2014.
- [80] Jeremy Valteau, "Miniaturisation d'Antennes Très Large Bande pour Applications Spatiales," 2016. [Online]. Available: <https://hal.laas.fr/tel-01499316/document>. [Accessed: 18-Jul-2017].
- [81] J. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antenna," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, no. 3, pp. 312–323, May 1960.
- [82] D. Masotti, A. Costanzo, P. Francia, M. Filippi, and A. Romani, "A Load-Modulated Rectifier for RF Micropower Harvesting With Start-Up Strategies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 4, pp. 994–1004, Apr. 2014.

- [83] S. D. Assimonis and A. Bletsas, "Energy harvesting with a low-cost and high efficiency rectenna for low-power input," in *2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2014, pp. 229–231.
- [84] A. N. Parks and J. R. Smith, "Sifting through the airwaves: Efficient and scalable multiband RF harvesting," in *2014 IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID)*, 2014, pp. 74–81.
- [85] V. Palazzi *et al.*, "A Novel Ultra-Lightweight Multiband Rectenna on Paper for RF Energy Harvesting in the Next Generation LTE Bands," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, no. 1, pp. 366–379, Jan. 2018.

PUBLICATIONS

- **Article dans une revue internationale à comité de lecture**

Abderrahim Okba, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, Samuel Charlot, Pierre-François Calmon, “Multiband Rectenna for Microwave Applications”, Comptes Rendus de l’Académie des Sciences (CRAS), Elsevier - Masson 2016.

- **Communication internationale avec comité de lecture et actes**

Abderrahim Okba, Samuel Charlot, Pierre-François Calmon, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, “Cross Dipoles Rectenna for Microwave Applications”. European Microwave Week (EuMW), Londres, United Kingdom, Oct 2016.

Abderrahim Okba, Samuel Charlot, Pierre-François Calmon, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, “Multiband Rectenna for Microwave Applications”, IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Aveiro, Portugal. pp.1 - 4, May 2016.

Abderrahim Okba, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, Anthony Bellion, David Granena, “A Wideband and Compact Circularly-Polarized Rectenna for Low Power Application”, Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Novembre 2017.

- **Communication nationale avec comité de lecture**

Abderrahim Okba, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, Stéphane Fredon, Laurent Despoisse, “Récupération de l’énergie micro-onde pour l’alimentation de capteurs sans fil à bord des satellites”. Journées Nationales Microondes (JNM), Bordeaux, France. Juin 2015.

Abderrahim Okba, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, “Rectenna à 2.45 GHz utilisant une antenne à dipôle arrondi”. Journées Nationales Micro-ondes (JNM), Saint Malo, France, Mai 2017.